ULLETIN DE LA SOCIETE DES RADIOELECTRICIENS
TIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

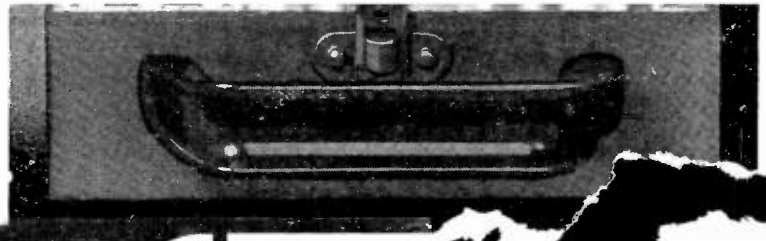
N°226

COLLÈGE DE FRANCE
LABORATOIRE
De Chimie Nucléaire

LIRE DANS CE NUMERO

Henri Abraham, par M. Jouaust.
La Modulation de fréquence, par P. Besson.
L'appareillage de télévision à 1.015 lignes par P. Mandel.
Contribution à l'étude des oscillateurs à modulation de vitesse à réflexion, par M. Kuhner et A.-M. Gratzmuller.
La conférence des radio-fréquences (Londres, sept. 1945), par L. Bramel de Cléjouix.

7 gammes en tension continue
9 gammes en courant alternatif
7 gammes en tension alternative
3 gammes de résistances
3 gammes de capacités



Autres fabrications :
Pont de Mesures
Pont à Impédances
Lampemètre de servic
versel

15, Av° de Chambéry
ANNECY (H^te-Savoie)

CARIEX

Téléphone : 8-61
Adr. Télégraphique : Radiocartex

Agent pour la Seine & la Seine-et-Oise : R. MANÇAIS, 15, Fg Montmartre, PARIS - Tél. PRO. 79.00

Agences : STRASBOURG, M. Bismuth, 15, pl. des Halles. — LILLE, M. Collette, 284 bis, r. Solférino. — LYON, Dauriol, 8, Cours Lafayette. — TOULOUSE, Talayrac, 10, r. Alexandre-Cabanel. — CAEN, A. Liais, 66, r. Bicoquet. — MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industriel le

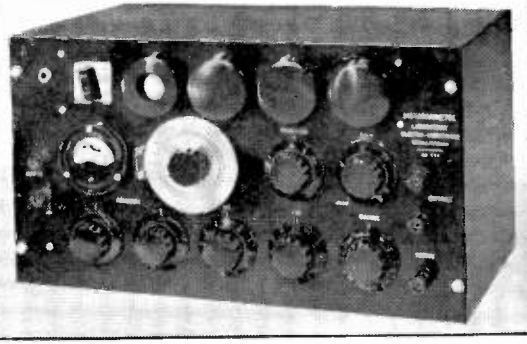
MICROVOLTMÈTRE
A LAMPES

50 MICROVOLTS
500 MILLIVOLTS

A.M.E
ATELIERS DE MONTAGES ELECTRIQUES

54 RUE DU THÉATRE PARIS XV°
SUF. 72-74

APPAREILS DE MESURES
DE HAUTE PRÉCISION



DISTORSIOMÈTRE

EXTRAIT DU CATALOGUE :
GÉNÉRATEURS — VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
PONT UNIVERSEL — MICROPHONE ÉTALON
DISTORSIOMÈTRE — SONOMÈTRE — AUDIOMÈTRE

LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE L.E.A.
5, R CASIMIR PINEL
NEUILLY-S/SEINE
Tél: MAI 55-06,55-21

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : R. DOMENACH, 161, Bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53 et DAN. 47.56

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

ABONNEMENT D'UN AN
FRANCE. . . . 450 »
ÉTRANGER : . . . 550 »

Etienne CHIRON
ÉDITEUR
40, Rue de Seine — PARIS (6e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :
45 francs

Vol. XXVI — **Janvier 1946** — **Numéro 226**

SOMMAIRE

Henri ABRAHAM	M. JOUAUST.	3
La modulation de fréquence	P. BESSON	7
L'appareillage de télévision à 1.015 lignes de la Compagnie des Compteurs, à Montrouge	P. MANDEL	26
Contribution à l'étude des oscillateurs à modulation de vitesse à réflexion	M. KUHNER A. M. GRATZMULLER	38
La conférence des radio-fréquences pour les services civils des pays libérés d'Europe (Londres, septembre 1945)	L. BRAMEL DE CLÉJOULX	45

Sur la couverture :
Analyseur d'images à électrons lents de la Compagnie des Compteurs, à Montrouge.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts : (art. 1 des statuts).

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Electrique;*

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc ;

4° Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile ;

5° Abonnements circulaires à certaines revues ;

6° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1° Membres titulaires, particuliers ..... 200 fr.
— sociétés ou collectivités ..... 800 fr.

2° Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, pourront bénéficier d'une réduction de 40 % sur leur cotisation.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux.

3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit ..... 3.000 fr.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à ..... 300 fr.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention annuelle d'au moins ..... 1.000 fr.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIETE DES RADIOELECTRICIENS
14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)
Tél. : ALESIA 56-30 - Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 10 francs à toute demande.

FONDATEURS

H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† A. PÉROT, Profeseur à l'Ecole Polytechnique.
J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUREAU DE LA SOCIETE

Président :
M. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.

Vice-Présidents :
MM. DELORAINE, des Laboratoires L.M.T.
BESSON, Ingénieur en chef des Ponts et Chaussées.
ROCARD, Professeur à la Sorbonne.

Secrétaire général :
M. RIGAL, Ingénieur en chef des P. T. T.

Trésorier :
M. BENOIT, Docteur ès-sciences.

Secrétaires :
MM. LE CALVEZ, Ingénieur à la direction du service de la T. S. F.
VOGE, Ingénieur des P. T. T.
FERRY, Chef du Laboratoire G. M. R.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

ANCIENS PRESIDENTS DE LA SOCIETE

	MM.
1922	DE BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	BOUSQUET, Président du Conseil d'administration de la Cie Gle de T. S. F.
1924	DE VALBREUZE, Ingénieur.
1925	† POMEY, Inspecteur général des P. T. T.
1926	BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	BELIN, Ingénieur.
1931	GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	Pierre CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	BREGUET, Ingénieur.
1934	PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F. au Ministère des P. T. T.
1935	MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-sciences.
1938	FRANCK, Ingénieur en chef de l'Aéronautique.
1939	† BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

SECTIONS D'ETUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. DE MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectrique.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. BARTHÉLÉMY	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. CLAVIER.	M. GOUDET.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions, pour participation aux travaux des sections, doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

REUNION MENSUELLE

Samedi 9 Février, à 17 heures

à la Sorbonne, Amphithéâtre de Physique
1, rue Victor-Cousin

A LA RECHERCHE D'UN ART RADIOPHONIQUE

par M. MATRAS

Ingénieur en chef à la Radiodiffusion Française

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.
ABDON (René), Etudiant	DAUPHIN.
AILLOUD (Jean), Ingénieur radioélectricien, E.S.E.	DEJEAN.
ARIEU (René), Contrôleur principal des I.E.M. des P.T.T., Service de la T.S.F à Bamako	LE CALVEZ.
ASESIO (Pierre), Etudiant	MANSION.
AVENEL (André), Adjudant C.M.T. à Brazzaville.	LE CALVEZ.
BACLE (André), Ingénieur A. et M.	KIRILOFF.
BADION (Marcel), Ingénieur radio à la S.I.P.L.	KIRILOFF.
BASSERAS (Georges), Capitaine aviateur	POINCELOT.
BAUDE (André), Elève à l'E.S.E.	DE BREM.
BATHIAS (Jacques), Assistant technique au Labor. d'études Pathé Marconi	GILOTAUX.
BERNARD (Henry), Capitaine d'aviation	POINCELOT.
BETTINI (Henri), Sergent chef de l'Infanterie coloniale	LE CALVEZ.
BEZERIE (Pierre), Etudiant E.R.B. (Ecole de Radio de Bordeaux)	CAU.
BICKEL (Robert), Chef de production Laboratoire central de télécommunications	FREUND.
BIDAULT (Jean), Ingénieur principal des transmissions coloniales	LE CALVEZ.
BOEGNER (Jean), Etudiant E.S.M.E.	MANSION.
BOUCHIER (Guy), Elève à l'E.S.M.E.	QUINET.
BOUET (Louis), Etudiant	QUINET.
BOURSAULT (Pierre), Ingénieur principal des transmissions (ministère des Armées)	Commandant VARRET.
BRANS (Pierre), Radioélectricien	KIRILOFF.
BREDON (Jean), Ingénieur E.S.E.	FÉDERSPIEL.
BUESSER (Balthazar), Ingénieur	ERB.
BUREL (Georges), Etudiant	QUINET.
BUSETTA, Ingénieur E.C.P.	RIGAL.
CANONGE (Fredy), Etudant à l'E.C. de T.S.F.	QUINET.
CARDOT (Claude), Ingénieur des P.T.T.	LE CALVEZ.
CARTIER (Jean), Elève ingénieur	MANSION.
CAUCHOIS (Jean)	DEJEAN.
CHAPOUILLE (Pierre), Ingénieur électricien I.E.G.	POBÉ.
CHARBONNIER (Roger), Ingénieur	DE MARE.
CHAUCHAT (Jean), Ingénieur-constructeur matériel radio-électrique	RIGAL.
CORDELLE (François), Ingénieur des P.T.T.	DESSUS.
COTTE (Henri), Constructions radioélectriques	PELISSIER.
COUSSERANS (Jean), Sous-lieutenant d'infanterie coloniale à Brazzaville	LE CALVEZ.
DALLEMAGNE (Robert), Ingénieur	CARMINE.
DAVY (Georges), Etudiant école spéciale de mécanique et d'électricité	MANSION.
DELAGE (Henri), Etudiant	DE BREM.
DELINCETTE (Léonel), Artisan radio	RIGAL.
DELOBEL (Edouard), Vérificateur à la Radiodiffusion française	CARPENTIER.
DENIS (Marcel), Ingénieur de recherche au C.S.F.	BERNIER.
DESCARSIN, Ingénieur en chef à la Compagnie des Lampes Mazda	RIGAL.
DUBEC (Auugstin), Ingénieur	GANDIN.
DUCASTEL (Guy), Etudiant E.S.E. radio	DAUPHIN.
DUMAS (Jean), Ingénieur	RIGAL.
DUMONT (Roger), Chef de bataillon, Directeur des Transmissions A.E.F., Ingénieur radio E.S.E. à Brazzaville	LE CALVEZ.
DUPLESSIS, Etudiant	MANSION.
DURAND (Marcel), Elève ingénieur	MANSION.
EPELBOIM (Israël), Ataché de recherches au C.N.R.S	BENOIT.
FAURENS (Jean), Etudiant à l'école de Radioélectricité de Bordeaux	CAU.
FOURNIER (André), Docteur ès-sciences	ROCARD.
FOURNOL (Jacques), Etudiant à l'école de Radio de Bordeaux	CAU.
GANIAYRE (André), Ingénieur au Laboratoire central de télécommunications	AHIER.
GARREAU (Raymond), Contrôleur I.E.M. des P.T.T	QUINET.
GAUDEFROY-DEMONBYNES, Elève ingénieur E.S.E.	DE BREM.
GAUNAUD (Jean), Secrétaire général de l'E.C. de T.S.F	CHRÉTIEN.
GERARDIN (Lucien), Etudiant	DAUPHIN.
GILLE (Albert), Ingénieur radio	SCHUTZ.
GOFFIN, Ingénieur de l'Air	PENIN.
GOURLOT (Jean), Professeur de radio à l'E.C. de T.S.F	CHRÉTIEN.
GRAND (Bernard), Ingénieur radio E.S.E.	DAUPHIN.
GUILLERME (Paul), Ingénieur radioélectricien à Brazzaville	LE CALVEZ.
GWINNER (Paul), Etudiant (Elève E.S.E. radio).	DAUPHIN.
HAEGEL (Jean), Etudiant	ABADIE.
HANCESS (Eugène), Ingénieur en chef S.A. Brown, Boverie et Cie	TOULY.
HANNIGSBERG (Claude), Ingénieur au Laboratoire central de Télécommunications	MOISSON.
HUTTEAU (Gérard), Etudiant E.S.M.E.	MANSION.
ILLY (René), Etudiant E.S.M.E.	MANSION.
JACQMIN (René), Chef de service à la Compagnie générale de T.S.F	WARNECKE.
JACQUES (Georges), Radio-technicien	RIGAL.
JACQUET (Jacques), Ingénieur radio-électricien E.S.E	MONCAN.
JOBY (Charles), Etudiant	QUINET.
KLUCZNIK (Alexandre), Ingénieur radio-électricien	BÉDOURA.
LANGEVIN (André), Chef de travaux d'électrotechnique, école de physique et chimie	Paul LANGEVIN.
LAVAUD (Jean), Monteur-dépanneur radio	PRUGNE.
LAVERSANNE (André), Etudiant en radioélectricité E.R.B	CAU.
LAZARE (André), Ingénieur en chef du Génie maritime	P. DAVID.

(A suivre.)

OFFRE D'EMPLOI

Le Service des Transmissions du ministère de l'Intérieur recrute chargés de mission, techniciens questions transmissions principalement radioélectriques. Nécessité : culture générale étendue sanctionnée par diplôme sortie grande école ou par licence ès-sciences ou par références suffisantes. — S'adresser au Service des Transmissions de l'Intérieur, 11, rue des Saussaies, Paris (8e).

PORTRAITS DES GRANDS HOMMES DES TELECOMMUNICATIONS

Le bureau de l'Union Internationale des Télécommunications qui, les années dernières, a offert en souscription une gravure de MORSE, d HUGHES, de BELL, de MARCONI, de BAUDOT, de GAUSS et WEBER, d MAXWELL, du général FERRIE, de SIEMENS et de POPOV met actuellemen en vente une eau-forte d'AMPÈRE tirée à 440 exemlaires, sur papier d luxe. Chaque épreuve mesure 23 × 17 cm., marges comprises. Cette gra vure peut être obtenue au bureau de l'Union Internationale des Télé communications, Effingerstrasse 1, à Berne (Suisse), contre l'envoi de l somme de 2 fr. 50 suisses par exemplaire, frais de port et d'emballag compris.

Un petit nombre d'exemplaires des portraits de MORSE, de HUGHES, d BELL, de MARCONI, de BAUDOT, de GAUSS et WEBER, de MAXWELL, d général FERRIE, de SIEMENS et de POPOV tirés de 1935 à 1944 est encor disponible. Prix : 2 fr. 50 suisses par unité.

HENRI ABRAHAM

(1868-1943)

PAR

M. JOUAUST,

Directeur honoraire du Laboratoire Central d'Electricité

En 1939, la Société des Radioélectriciens appelait à la présidence Henri Abraham. Depuis longtemps déjà, des démarches avaient été faites pour lui faire accepter ce poste, mais il avait dû refuser, estimant, disait-il, que l'honneur d'être membre fondateur de notre Société lui suffisait. En réalité, Abraham avait déjà dû exercer de nombreuses présidences : Société de Physique en 1920, Société des Electriciens en 1932, Société de Chronométrie en 1933, il était depuis 1934 secrétaire général de l'Union internationale de Physique. Or, tous ces postes entraînaient des obligations et Abraham n'était pas homme à n'envisager que l'honneur que lui conférait une nomination, il connaissait ses devoirs et voulait remplir son rôle jusqu'au bout.

Médaille gravée par M. Morlon à l'occasion du jubilé scientifique de Henri Abraham en 1938.

C'est pour éviter une nouvelle charge, l'arrachant encore à ses travaux, qu'il avait décliné si longtemps les offres que nous lui faisions. Hélas! cette nomination devait être platonique. La guerre survint, notre Société, dont les occupations étaient mal vues par l'occupant, dut se mettre en sommeil, et lorsqu'elle put reprendre son activité, Abraham n'était plus là, victime de la barbarie allemande.

Né en 1868, Abraham entrait en 1886 à l'Ecole normale supérieure et en sortait en 1889 après avoir été classé second au concours d'agrégation.

Agrégé préparateur à l'Ecole de 1890 à 1894, professeur au lycée Louis-le-Grand jusqu'en 1900, il était nommé à cette date maître de conférences à l'Ecole normale supérieure.

Ce titre n'impliquait pas l'enseignement de la physique, mais la formation des professeurs. Il devait occuper ce poste plus de trente ans, et les nombreux normaliens qui ont été ses disciples ont tous conservé une profonde admiration pour la sagesse des conseils qu'il leur prodiguait.

Je ne puis, à ce sujet, que reproduire ce que m'écrivait ces jours-ci un de ses anciens élèves : « Je crois qu'on peut définir sa personnalité comme un mélange de fermeté et de bonhommie. Ses conférences étaient un sujet de régal et ses critiques des leçons d'agrégation empreintes d'humour étaient toujours justes ». Mon correspondant ajoute : « C'est un devoir de piété filiale que je remplis en évoquant ce que M. Abraham fût pour moi ».

En même temps, Abraham était nommé secrétaire général de la Société de Physique, fonction qu'il occupa pendant treize ans, et jamais peut-être la Société française de Physique ne connut pareille prospérité.

C'est l'époque de ses publications importantes qui toutes portent la signature d'Abraham.

Ions, électrons, corpuscules, en collaboration avec Langevin, un Recueil d'expériences de physique, auquel collaborèrent de nombreux membres de la Société, mais dont Abraham fut en quelque sorte le rédacteur en chef, enfin le Recueil des constantes physiques publié avec la collaboration de Sacerdote, encore une victime de la barbarie germanique.

Son enseignement à l'Ecole normale, ses fonctions à la Société de Physique, n'empêchaient pas Abraham de poursuivre des recherches scientifiques. Il avait obtenu en 1892 le grade de docteur ès sciences avec une détermination du rapport des unités électrostatiques et électromagnétiques, de ce qu'on appelle le c de Mavwell. Ceci se passait à une époque où tous les physiciens n'étaient pas encore convaincus des idées du grand savant anglais et où il convenait de les vérifier en constatant par exemple l'égalité du rapport c et de la vitesse de la lumière. Abraham trouve $c = 2{,}9913 \times 10^{10}$ valeur bien voisine du nombre admis aujourd'hui.

Docteur, Abraham continue ses recherches, mais son esprit le tourne vers les questions pratiques, vers les applications de la physique : c'est ainsi qu'en collaboration avec Lemoine, il utilise le phénomène de Kerr à la mesure des temps très courts, qu'avec Villard il établit un électromètre pour haute tension, qu'avec Marmier il étudie la purification par l'ozone, qu'il construit un fréquencemètre, un galvanomètre pour courant alternatif que Devaux-Charbonnel utilisa pour ses mesures sur les courants téléphoniques. Enfin, il convient de signaler son rhéographe dans lequel une solution ingénieuse lui permettait de compenser l'inertie d'un galvanomètre et ainsi d'enregistrer la forme des courants. La télégra-

(1) Notice lue à la séance du 15 décembre 1945 de la Société des Radioélectriciens.

phie sans fil, cette technique qui venait de se créer, devait attirer l'attention d'Abraham. La réception a lieu à l'oreille, il cherche à remplacer le son par l'enregistrement. Il a fait connaissance du général (alors chef de bataillon) Ferrié, et c'est en utilisant les montages imaginés par Abraham qu'eut lieu en 1912 la détermination de la longitude Paris-Washington; Abraham et le capitaine Lévêque, du Service géographique de l'armée, s'étaient transportés aux Etats-Unis pour assurer le fonctionnement du matériel français.

Puis arrivent les jours sombres de 1914. Abraham est un des premiers que réclame le colonel Ferrié, pour constituer ce qu'on appellera plus tard l'équipe à Ferrié.

C'est au poste de la Doua qu'Abraham, mobilisé comme sergent, puis bientôt nommé sous-lieutenant du génie, fut attaché.

Dans un voyage effectué l'année précédente aux Etats-Unis, Abraham avait eu l'occasion de voir la lampe à 3 électrodes de de Forest. Le colonel Ferrié chargea Abraham d'en réaliser de semblables, ce qu'il fit grâce au concours dévoué d'une firme industrielle, et en novembre 1915, les sept premières lampes fabriquées en France faisaient leur apparition sur le front de la 5e armée.

Revenu à Paris et travaillant dans son laboratoire à l'Ecole normale, le sous-lieutenant Abraham continuait à apporter un concours précieux à la Radiotélégraphie militaire. Il préconisait l'emploi du stéthoscope pour les écoutes de mines, imaginait l'amplificateur à résistance que Brillouin et Beauvais inventaient d'autre part. Enfin, il créait le multivibrateur avec le concours d'Eugène Bloch, encore une autre victime des nazis.

Jusqu'à l'invention du multivibrateur, les fréquences des ondes radio (on disait alors les longueurs d'onde) étaient mesurées avec peu de précision. L'invention du multivibrateur et son emploi à la mesure des fréquences fut une révolution, on commença à parler du millième, à envisager le dix-millième. Si d'autres procédés ont aujourd'hui remplacé le multivibrateur, beaucoup des procédés exploitent des idées d'Abraham, tel l'emploi du diapason pour point de départ des mesures de fréquence et l'entretien de cet appareil sans contacts matériels.

Nous reproduisons en annexe la liste des notices qu'Abraham et ses collaborateurs Eugène et Léon Bloch rédigèrent pour les services de la Télégraphie militaire.

La guerre finie, le sous-lieutenant Abraham abandonna son uniforme mais non ses travaux sur la radioélectricité.

C'est toujours la question de l'enregistrement qui le préoccupa. Pour l'enregistrement sur le papier imprégné de noir de fumée, il crée un nouveau modèle d'enregistreur.

Il s'occupe de l'inscription des messages radiotélégraphiés au moyen du Baudot; pour le Bureau international de l'heure qui utilise ses enregistreurs à noir de fumée, il imagine toujours par l'emploi des triodes un diviseur de temps qui permet d'inscrire non seulement les secondes d'une pendule, mais de les subdiviser en vingt parties égales.

Si Abraham a prêté son concours à la Télégraphie militaire, il fut également un collaborateur du ministère des Postes et Télégraphes.

Il avait été en 1916 nommé membre du Comité technique de ce ministère et professa le cours de télégraphie sans fil à l'Ecole supérieure des Postes et Télégraphes. Il fut membre de la Commission que présidait le général Ferrié et qui devait établir le plan d'équipement de la radiodiffusion nationale. Nommé aussi plus tard membre de la Commission de télévision, il en fut l'âme.

Mais ces nombreuses applications ne lui faisaient pas oublier sa chère Ecole normale. C'est lui qui dirigea l'organisation des nouveaux et magnifiques laboratoires de physique dont la direction lui fut conservée après sa mise à la retraite.

A ce moment, ses élèves et ses amis se réunissaient dans un salon de l'Ecole normale pour lui offrir une médaille à son effigie, et l'Académie des Sciences honorait sa carrière scientifique en lui attribuant un de ses grands prix : le prix du général Muteau.

En 1939, Abraham fut attaché à la section technique de l'artillerie. Il suivit cet établissement dans son exode à Bordeaux. Après l'armistice, il rejoignit sa famille à Aix-en-Provence, quittant parfois sa retraite pour assister à Marseille aux réunions de la section méditerranéenne de la Société française de Physique.

N'ayant jamais fait de politique, ne s'étant jamais au cours de sa longue carrière laissé entraîner par des influences raciales (pour employer ce vilain adjectif d'origine nazie), Abraham croyait n'avoir rien à craindre. Malgré tout, le 22 juin 1942, il fut arrêté à son domicile par la Gestapo qu'accompagnait un policier français. Sa fille aînée, Mme veuve Lévy, voulut partager le sort de son père pour le soigner dans sa captivité.

Les deux prisonniers furent d'abord enfermés dans une villa voisine de Marseille. Abraham aurait pu s'évader. L'aide de tous les physiciens marseillais lui était assurée. Il ne le voulut pas, craignant d'exposer à des représailles ceux qui restaient.

Le 7 décembre 1942, la Gestapo commandée par un nommé Bauer, transporta Abraham à Drancy, d'où il partit le 17 décembre 1943 pour le camp d'Auschwitz. Y arriva-t-il ? Fut-il mis à mort dès son arrivée ? Sa trace se perd à ce moment. Sa fille qui avait voulu partager son sort mourut d'épuisement en Allemagne, laissant deux fillettes, et quand Mme Abraham revint à Paris avec les deux filles qui lui restaient et les deux orphelines, elle trouva un appartement complètement vide. Il ne lui restait même pas une photographie de son mari.

Moi qui, après avoir été l'élève d'Abraham à Louis-le-Grand, ai travaillé à ses côtés sous les ordres du général Ferrié, ce n'est pas sans émotion que je retrace ici la vie du disparu et je sais

que cette émotion est partagée par tous ceux qui ont approché Henri Abraham.

Les membres de la famille de M. Abraham pourront être sûrs que la Société des Radioélectriciens conservera pieusement le souvenir de son membre fondateur. Et ce terme de membre fondateur n'est pas un vain mot, car je puis témoigner du zèle et de l'activité dont fit preuve Henri Abraham dans l'organisation de notre Société et dans celle de la conférence inaugurale : une conférence du général Ferrié dans l'amphithéâtre de physique de l'Ecole polytechnique. Quant aux savants allemands qui, ne fût-ce que par leur silence, ont approuvé les crimes d'Hitler et de sa séquelle, qu'ils soient bien persuadés que nous n'oublierons jamais et qu'ils ne cherchent jamais, sous le couvert d'une prétendue collaboration scientifique, à renouer avec les savants et techniciens français ces liens que peut-être nous avions eu tort de laisser se reformer en 1919.

NOTICES DE L'ETABLISSEMENT CENTRAL DE LA RADIOTELEGRAPHIE MILITAIRE

dues au sous-lieutenant H. Abraham

— Sur un amplificateur pour courant de très basse fréquence (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur l'appareil Morse pour inscriptions rapides de T. S. F. pour avion et T. P. S. de campagne (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur un mode de construction des grandes résistances sans self (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur une nouvelle disposition des cordons de téléphone (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur les circuits filtres pour courants alternatifs.
— Sur la radiotélégraphie et la radiotéléphonie en duplex. Montages Alexanderson.
— Sur l'alternateur Alexanderson pour les grands postes.
— Sur l'antenne multiple d'Alexanderson.
— Sur l'appareil électromagnétique pour T. S. F.
— Sur l'amplificateur magnétique d'Alexanderson et sur la T. S. F. dite secrète.
— Sur quelques applications de l'arc au mercure en T. S. F.
— Sur l'emploi des radiogoniomètres dans la marine des Etats-Unis.
— Expériences avec des systèmes d'antennes enterrées et immergées.
— Sur l'utilisation des arcs au mercure et des lampes à filament incandescent comme redresseurs pour les grandes puissances.
— Sur un perfectionnement dans l'inscription électrochimique des courants.
— Sur la production d'ondes entretenues avec des sources à bas voltage.
— Sur les isolateurs d'antenne.
— Sur un montage de cadres tournants destiné à donner une plus grande sensibilité dans la détermination de la direction.
— Notes sur quelques produits isolants.
— Sur les émissions de télégraphie sans fil à bord des avions.
— Sur quelques applications de l'arc au mercure en T. S. F. ; travaux de Cooper-Hewitt et Piesce.
— Sur les circuits filtres pour courant alternatif.
— Emploi du fer pulvérulent aggloméré pour la fabrication des noyaux de bobines.
— Sur un écouteur téléphonique à résonance étudié par Edison.
— Sur les survoltages dans une antenne de T. S. F. actionnée par un arc.
— Sur l'alimentation des amplificateurs de T. S. F. par le courant d'éclairage.
— Sur la production des ondes entretenues.
— Sur le multivibrateur T. M. (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur les commandes mécaniques à distance pour les émissions de T. S. F. à bord d'un avion (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur la mesure des longueurs d'onde de T. S. F. en valeur absolue avec le multivibrateur T. M. (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Etalonnement en valeur absolue des contrôleurs d'onde par la méthode du multivibrateur (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur les procédés de réception en télémécanique, emploi des électro-aimants résonateurs et des amplificateurs à saturation (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur les conditions d'amorçage spontané d'un oscillateur à lampes (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Problème de la télémécanique (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Note préliminaire sur la compensation des parasites et des brouillages (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur quelques essais préliminaires des communications électriques par la mer.
— Ondes entretenues étalons, mesure des longueurs d'onde en valeur absolue (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur quelques mesures faites en vue de la prise de terre de Croix d'Hins.
— Sur l'emploi des bobines compactes dans les appareils de T. S. F. (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Etalonnement d'un diapason en valeur absolue (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Rapport sur les appareils à vide réalisés avec le concours de M. Bignet.
— Sur la cinématographie des mouvements rapides (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Appareil sensible pour la mesure des courants alternatifs (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur un magnéto-oscillographe à 4 plumes (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur l'élimination des parasites et l'inscription des messages de T. S. F. avec récepteur Morse (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur une modification qu'il paraît désirable d'apporter au montage des oscillateurs à lampes (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur l'écoute aérienne souterraine et sous-marine par récepteur téléphonique et amplificateur.
— Sur l'amplificateur à résonance basse fréquence (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur un amplificateur haute fréquence à liaison par bobine de self sans fer (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur la transmission de T. S. F., de 700 à 1.000 m. de longueur, entre avion et la terre (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur les ondes entretenues étalons (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur l'état d'avancement des travaux sur l'antenne multiple d'Alexanderson.
— Sur le calcul des pertes dans les selfs d'antenne en tube de cuivre (en collaboration avec E. et L. Bloch).
— Sur quelque mesures de résistance en basse fréquence au poste Lafayette (en collaboration avec le capitaine Brossier).
— Note sur l'emploi des résonances suraiguës dans les récepteurs d'ondes entretenues (en collaboration avec Nimier).
— Sur divers appareils à palette de fer mobile (en collaboration avec E. Bloch).

LA MODULATION DE FRÉQUENCE [1]

PAR

P. BESSON

Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées

SOMMAIRE

PREMIÈRE PARTIE

ETUDE GÉNÉRALE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE.

CHAPITRE PREMIER. — Introduction.

CHAPITRE II. — Historique.

CHAPITRE III. — Principes de la modulation de fréquence.
- A. — Définition de la « fréquence instantanée ».
- B. — Modulation dite « de phase » et modulation dite « de fréquence ».
- C. — Représentation graphique.
- D. — Passage de la modulation « de fréquence » à la modulation « de phase », et inversement.

CHAPITRE IV. — Production d'oscillations modulées en fréquence.
- A. — Variation des éléments d'un auto-oscillateur.
- B. — Variation des éléments d'un étage amplificateur.
- C. — Lampe à réactance variable.
- D. — Autres systèmes de modulation.
- E. — Cas des ondes centimétriques.
- F. — Amplification, multiplication et changement de fréquence.
- G. — Puissance et rendement d'un émetteur modulé en fréquence.

CHAPITRE V. — Spectre des oscillations modulées en fréquence.
- A. — Rappel de notions générales.
- B. — Cas d'une seule fréquence de modulation.
- C. — Cas de deux fréquences de modulation.
- D. — Cas de plusieurs fréquences de modulation.
- E. — Préaccentuation et désaccentuation.
- F. — Cas de la manipulation télégraphique.
- G. — Combinaisons de modulations de fréquence et de modulations d'amplitude.
- H. — Effet du passage dans des circuits sélectifs.
- I. — Effet du passage dans un limiteur d'intensité.

CHAPITRE VI. — Réception d'oscillations modulées en fréquence.
- A. — Amplification et changement de fréquence.
- B. — Discriminateur.
- C. — Limiteur.

CHAPITRE VII. — Comparaison, à la réception, de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude.
- A. — Brouillage entre deux signaux de fréquences voisines.
- B. — Brouillage entre deux signaux de fréquences éloignées.
- C. — Bruit de fond.
- D. — Brouillage par impulsions.
- E. — Cas particulier de la radiodiffusion. Dynamique orchestrale.

CHAPITRE VIII. — Propagation des ondes modulées en fréquence.

CHAPITRE IX. — Avantages et inconvénients comparés de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude.

DEUXIÈME PARTIE

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE.

CHAPITRE PREMIER. — La technique des émetteurs à modulation de fréquence.
- A. — Emetteurs de petite puissance.
- B. — Emetteurs de grande puissance, à auto-oscillateurs.
- C. — Emetteurs de grande puissance, stabilisés par quartz.
- D. — Emploi de la contre-réaction.
- E. — Les antennes d'émission.

CHAPITRE II. — La technique des récepteurs à modulation de fréquence.
- A. — Constitution des récepteurs.
- B. — Emploi de la contre-réaction.
- C. — Utilisation d'oscillateurs synchronisés.
- D. — Utilisation de la super-réaction.
- E. — Dispositifs accessoires divers.

CHAPITRE III. — Les mesures en modulation de fréquence.
- A. — Méthodes de mesure à l'émission.
- B. — Méthodes de mesure à la réception.
- C. — Appareils de mesure.

CHAPITRE IV. — Applications de la modulation de fréquence.
- A. — Radiodiffusion.
- B. — Radiotélégraphie.
- C. — Transmissions de fac-similés et téléphotographie.
- D. — Télévision.
- E. — Ensembles émetteurs-récepteurs.
- F. — Systèmes de liaison par relais. Dispositifs multiplex.
- G. — Applications militaires.
- H. — Applications aéronautiques. Altimètres.
- I. — Télécommunications sur lignes.
- J. — Applications diverses.

BIBLIOGRAPHIE CONCERNANT LA MODULATION DE FRÉQUENCE.

---

(1) Deux conférences de documentation, faites à la Société des Radioélectriciens les 16 et 30 juin 1945.

PREMIERE PARTIE

ÉTUDE GÉNÉRALE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION

Si, tout en sachant émettre des ondes électromagnétiques, nous ne savions pas les « moduler » à notre gré, c'est-à-dire faire varier l'une de leurs caractéristiques à un certain rythme bien déterminé, peu nombreuses, assurément, seraient encore aujourd'hui les applications de la radioélectricité.

Sans doute, la transmission de l'énergie à distance, sans fil, si elle se réalise un jour, ne nécessitera-t-elle aucune modulation. Sans doute aussi, pourrait-on envisager la réalisation de radiophares à rayonnement circulaire non modulés, relevables au radiogoniomètre (la caractéristique permettant de différencier les postes entre eux étant alors uniquement leur longueur d'onde). Sans doute également, pourrait-on obtenir, d'une manière analogue, des systèmes de guidage, au moyen de deux émissions dirigées, fonctionnant sur des longueurs d'onde différentes, mais voisines, et signalant un axe rectiligne sur lequel les champs des deux émissions seraient égaux.

Mais, en dehors de ces applications bien particulières, tous les dispositifs utilisés effectivement pour les télécommunications, c'est-à-dire pour la transmission de signaux constituant des messages déterminés, nécessitent que l'une au moins des caractéristiques des ondes émises soit modifiée à un rythme convenable.

Le système de modulation ou de manipulation qui a été le premier employé, a consisté à faire varier l'intensité même des ondes, en agissant, par conséquent, sur l'amplitude des oscillations. C'est tout naturellement qu'à l'origine de la télégraphie sans fil on a été conduit à utiliser ce procédé, qui n'était que la transposition, dans ce nouveau domaine, des systèmes de manipulation sur lignes télégraphiques, où l'on interrompait et où l'on rétablissait le courant au rythme des signaux Morse.

De même, la modulation en amplitude habituellement utilisée pour la radiotéléphonie, a été la transposition des dispositifs téléphoniques sur lignes, où l'intensité du courant varie suivant les fluctuations de la parole.

Il est, toutefois, d'autres caractéristiques des ondes radioélectriques qui, au lieu de l'amplitude, pourraient être « modulées » pour produire des signaux interprétables. Parmi celles-ci on peut envisager, par exemple, de faire varier la fréquence des oscillations ; on pourrait aussi, dans certains cas (mais un tel procédé est surtout théorique), faire varier le plan de polarisation des ondes, etc...

La « modulation de fréquence », qui sera plus particulièrement étudiée ici, consiste donc à agir sur la fréquence des oscillations, pour la faire varier, dans certaines limites, au rythme des signaux à émettre, tout en maintenant constante l'amplitude. Les signaux peuvent être télégraphiques, et la fréquence changera alors brusquement d'une valeur correspondant aux points et aux traits de l'alphabet Morse, à une autre valeur correspondant aux intervalles entre ces points et ces traits ; ils peuvent aussi être téléphoniques, et la fréquence variera alors suivant la forme et l'intensité du courant de modulation à la sortie du microphone.

Les mêmes principes permettent également d'appliquer la modulation de fréquence à des transmissions de photographies, à la télévision, etc...

Supposons, par exemple, tout d'abord, que les signaux à transmettre soient des signaux télégraphiques Morse, représentés, sur la figure 1 (*a*), par un « point » suivi d'un « trait ». En modulation d'amplitude, les oscillations émises sur une fréquence f seront représentées par la figure 1 (*b*). La fréquence de ces oscillations reste constante ; leur amplitude varie au rythme

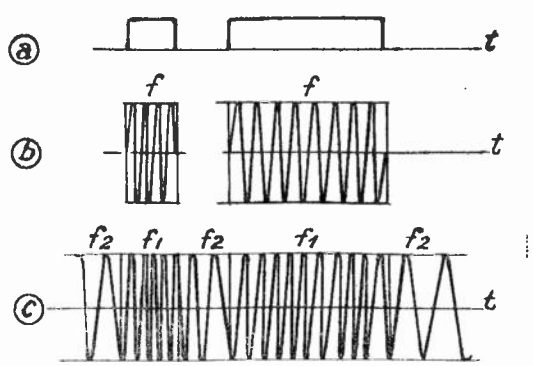


FIG. 1.

des signaux. En modulation de fréquence, l'amplitude reste constante et la fréquence garde une certaine valeur f_1, pendant la durée des signaux, et une autre valeur f_2, différente de f_1, pendant les intervalles entre ces signaux. L'effet produit est représenté sur la figure 1 (*c*).

Supposons, maintenant, qu'il s'agisse de la transmission d'un courant téléphonique, que l'on peut pratiquement toujours décomposer en une série de courants sinusoïdaux, et représentons sur la figure 2 (*a*) l'un des courants sinusoïdaux à transmettre, dont la fréquence est F. En modulation d'amplitude, les oscillations auront la forme de la figure 2 (*b*). La fréquence a une valeur *f*, et l'amplitude varie entre deux limites. En l'absence de modulation, l'amplitude a une certaine valeur moyenne, qui est celle de « l'onde porteuse » ; la profondeur de modulation est caractérisée par la longueur AB, rapportée à l'amplitude de l'onde porteuse, et on l'exprime souvent en pour cent. Si l'enveloppe des oscillations n'est pas sinusoïdale, et ne reproduit par conséquent pas exactement la forme de la courbe de la figure 2 (*a*), on dit qu'il y a « distorsion non linéaire ».

En modulation de fréquence, l'effet produit est représenté sur la figure 2 (*c*). L'amplitude des oscillations reste constante, mais leur fréquence qui, en l'absence de modulation, avait une certaine valeur *f* — fréquence de l'onde porteuse —, varie maintenant d'une manière continue entre deux valeurs symétriques par rapport à *f* : l'une

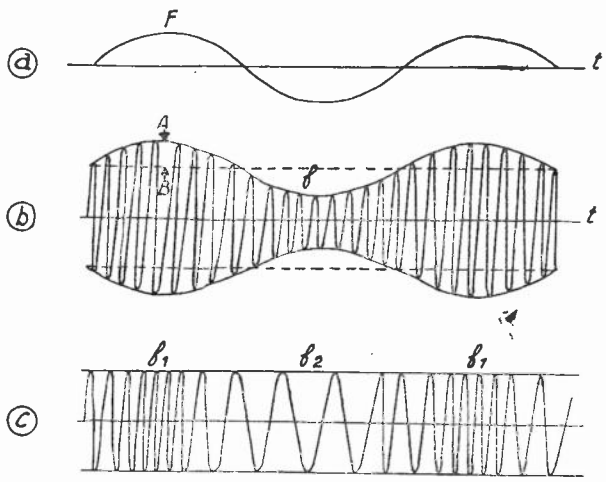


FIG. 2.

f_1, la plus grande, atteinte aux moments des maxima positifs du courant de modulation, et l'autre f_2, atteinte aux moments des maxima négatifs de ce courant. Ici encore, si la variation de la fréquence ne suit pas exactement la loi sinusoïdale de la courbe de la figure 2 (*a*), il y a distorsion non linéaire.

Pour faciliter la suite de cet exposé, on indiquera, dès maintenant, qu'on appelle « déviation de fréquence » la variation maxima de celle-ci, entre f_1 et f, qui est d'ailleurs égale à la variation entre f et f_2, et « indice de modulation » le rapport de cette variation Δf à la fréquence de modulation F.

Des ondes ainsi produites et modulées en fréquence sont rayonnées par le poste émetteur, reçues par l'antenne réceptrice, et peuvent être amplifiées par les moyens habituels. Pour les utiliser, c'est-à-dire pour reproduire à la réception les courbes des figures 1 (*a*) ou 2 (*a*), il faut transformer les oscillations reçues en oscillations modulées en amplitude, puis les détecter suivant la manière habituelle. Cette transformation, à la réception, des oscillations modulées en fréquence en oscillations modulées en amplitude, peut se faire simplement par un circuit oscillant, désaccordé par rapport à la fréquence médiane des fréquences f_1 et f_2. Dans le cas de la figure 2 (*c*), par exemple, si les oscillations sont appliquées à un circuit accordé sur la fréquence f_1, la tension à ses bornes sera maxima aux moments où la fréquence des oscillations aura la valeur f_1, et minima aux moments où la fréquence des oscillations aura la valeur f_2. Cette tension reproduira donc la forme du courant de la figure 2 (*a*). Pour que cette reproduction soit rigoureuse, il faudra encore observer certaines conditions de linéarité ; sans cela, la tension obtenue ne serait pas sinusoïdale, et une certaine distorsion non linéaire aurait été introduite à la réception.

Ces indications n'ont d'ailleurs pour but que de fixer le principe général de la modulation de fréquence et de son utilisation, et elles ont besoin d'être précisées. Avant toutefois de les développer, on fera un bref historique de la question.

CHAPITRE II

HISTORIQUE

En réalité, la modulation de fréquence est aussi vieille que la radioélectricité elle-même. Lorsque Hertz effectuait ses premières émissions d'ondes électromagnétiques à l'aide de l'oscillateur qui porte son nom, ces émissions, très amorties, étaient évidemment modulées en amplitude, mais elles étaient aussi modulées en fréquence. Cette dernière, en effet, ne restait pas constante au cours de chaque train d'ondes, en particulier par suite de la variation de la résistance de l'étincelle de l'éclateur. Il est vrai qu'à la réception, Hertz ne faisait intervenir, pour déceler ses ondes, que le phénomène de modulation en amplitude, et n'utilisait pratiquement pas leur modulation de fréquence.

On a signalé récemment qu'un brevet de 1902 a prévu l'utilisation de variations de longueurs d'ondes amorties pour la transmission de signaux télégraphiques, et c'est donc à cette année qu'il faut faire remonter ce que l'on pourrait appeler « l'invention de la modulation de fréquence ».

En 1906, Fessenden reprit cette idée, en vue de réaliser des liaisons radiotélégraphiques qu'il estimait devoir être relativement secrètes ; il pro-

posait de manipuler un émetteur à ondes amorties, par très faibles changements de la longueur d'onde (0,25 %). Seul, un récepteur spécial, beaucoup plus sélectif que les récepteurs habituels de l'époque (et qui utilisait une sorte de pont rigoureusement équilibré seulement sur l'une des deux fréquences émises) permettait de déceler la manipulation.

Vers 1912, certains techniciens rappelèrent les possibilités qui s'offraient dans cette voie pour la manipulation télégraphique, et songèrent à en étendre le principe à l'émission radiotéléphonique en utilisant alors des ondes entretenues, qui venaient de faire leur apparition.

C'est toutefois dans le domaine télégraphique que la modulation de fréquence a trouvé sa première application industrielle aux télécommunications ; lors de la mise au point des arcs du type Poulsen, on constata, comme on le sait, qu'on ne pouvait interrompre complètement le courant dans l'arc pour le manipuler, et on fut amené à produire la manipulation en changeant légèrement la fréquence d'émission, par exemple au moyen d'un circuit oscillant, couplé au circuit principal du poste, et désaccordé périodiquement par le relais de manipulation. Ce fut ce que l'on appela le fonctionnement avec « contre-manipulation », qui avait l'inconvénient d'occuper deux longueurs d'ondes, sans qu'à l'époque on ait pu en retirer des avantages spéciaux, sauf dans quelques cas particuliers, où l'on recevait séparément la manipulation et la contre-manipulation.

On verra plus loin que, dans les émissions radiotélégraphiques actuelles à modulation de fréquence, on utilise, au contraire, la manipulation et la contre-manipulation pour obtenir une protection supplémentaire contre certaines perturbations de propagation.

Dès 1920, certains auteurs (Bibl. 2) étudièrent les possibilités d'application de la modulation de fréquence à la radiotéléphonie, mais ils conclurent, en général, au peu d'intérêt du système.

Il semble qu'à cette époque, où l'on commençait à avoir une vue assez claire de la question des spectres de fréquence des émissions modulées en amplitude, et de la largeur de bande occupée, ces auteurs se soient laissés hypnotiser par l'intérêt de réduire cette largeur, ou, en tout cas, par la nécessité de ne pas l'augmenter. Dès lors, la conclusion à laquelle ils arrivaient — et qui, évidemment, est toujours exacte — qu'une émission modulée en fréquence a, en général, un spectre beaucoup plus large que la même émission modulée en amplitude, les conduisit à abandonner l'examen du nouveau procédé, sans avoir entièrement approfondi toutes ses possibilités, compte tenu des dispositifs à utiliser à l'émission et aussi à la réception.

Il faut considérer également que les ondes ultra-courtes, sur lesquelles la modulation de fréquence est surtout avantageuse, étaient alors loin d'être entrées dans le domaine courant.

Entre temps, la modulation de fréquence se présentait d'ailleurs comme un défaut de nombreux postes radiotéléphoniques à modulation d'amplitude, insuffisamment stabilisés, et dont la modulation réagissait sur la fréquence. L'adoption de maîtres-oscillateurs stables et d'étages séparateurs réduisit les inconvénients correspondants.

Il convient d'ailleurs de souligner que la modulation de fréquence reçut, vers l'année 1930, une application industrielle importante en France, comme intermédiaire permettant de réaliser des postes de radiotéléphonie, rayonnant une onde modulée en amplitude, mais dont la modulation était obtenue par la combinaison de deux ondes modulées en fréquence : c'est le dispositif de modulation dit « par déphasage », dû à M. Chireix, et appliqué dans un certain nombre de grands postes de radiodiffusion (Bibl. 5). Il ne s'agissait pas alors de rayonner une onde modulée en fréquence, mais d'améliorer le rendement des postes puissants destinés à rayonner des ondes modulées en amplitude.

Sans nous étendre davantage sur ce dispositif, nous nous bornerons à rappeler que l'amélioration du rendement était due à l'utilisation d'oscillations modulées en fréquence (1), ayant, par conséquent, une amplitude invariable, et permettant de fonctionner avec une excitation constante et toujours intense des grilles des divers étages amplificateurs, procurant à ces étages un rendement très supérieur au rendement moyen que l'on aurait pu recueillir dans une modulation d'amplitude, où les pointes d'excitation, correspondant à des profondeurs de modulation voisines de 100 %, se présentent d'une manière exceptionnelle. La combinaison de deux ondes modulées en fréquence pour réaliser enfin l'onde modulée en amplitude, n'était effectuée qu'à la sortie du dernier étage. On retrouvera d'ailleurs plus loin cet avantage des ondes modulées en fréquence, de permettre de maintenir constante, au cours de la modulation, l'excitation des étages amplificateurs des postes émetteurs, et d'accroître, par conséquent, leur rendement.

Dans un autre domaine, la modulation de fréquence fut également utilisée dans divers appareils de mesure, permettant, par exemple, de faire apparaître la courbe de réponse en haute fréquence ou en basse fréquence d'un ensemble de circuits, et aussi pour réaliser des récepteurs dits « panoramiques », permettant de surveiller toute une gamme d'ondes, et de voir, sur l'écran d'un oscillographe, les diverses émissions, réparties en fréquence, qui y sont effectuées.

Mais c'est en 1936 que le célèbre ingénieur américain Armstrong publia pour la première fois le

(1) Les divers articles publiés à ce sujet font état de l'utilisation d'oscillations dont la « phase » est modulée, mais, comme on le verra plus loin, toute modulation de phase entraîne une modulation de la fréquence.

***

résultat des études qu'il poursuivait depuis plusieurs années sur divers ensembles émetteurs et récepteurs à modulation de fréquence, et montra l'intérêt que, dans certaines conditions, pouvait présenter ce procédé (Bibl. 6).

A vrai dire — et suivant un exemple qui s'est reproduit d'une manière assez fréquente dans l'histoire de la radioélectricité, — après avoir dénié tous avantages à la modulation de fréquence, certains auteurs lui attribuèrent alors des qualités qu'elle n'avait pas, et vantèrent outre mesure ses propriétés. Si, d'ailleurs, on tient compte de l'état des connaissances à l'époque, et de la difficulté qu'il pouvait y avoir, même pour un très bon technicien spécialisé, à concevoir certains phénomènes qui nous paraissent aujourd'hui naturels, on aboutira à cette conclusion que ces auteurs étaient bien excusables, ainsi que ceux qui, voulant exposer les principes des nouveaux procédés, émirent parfois des assertions inexactes qu'il est évidemment trop facile aujourd'hui de relever dans leurs publications.

Il est d'ailleurs intéressant d'essayer d'analyser plus profondément les raisons pour lesquelles les premiers techniciens qui se sont occupés de modulation de fréquence vers 1920, ont abouti à la conclusion que le procédé n'était pas intéressant.

Comme il a été indiqué ci-dessus, ils connaissaient parfaitement la question de la bande de fréquence occupée par une émission radiotéléphonique modulée en amplitude, et ils étaient au courant de toutes les difficultés qu'entraînait la répartition des fréquences entre les divers postes, du fait de la nécessité d'espacer suffisamment entre elles les ondes porteuses. Dès lors, ils recherchaient principalement dans la modulation de fréquence un moyen de réduire cette largeur de bande, en vertu du raisonnement suivant : si l'on se borne à faire varier la fréquence entre deux valeurs f_1 et f_2, très proches l'une de l'autre, la largeur de bande couverte occupera, semble-t-il, cet intervalle allant de f_1 à f_2, quelle que soit la fréquence de modulation elle-même. Comme on sait mettre en évidence des variations relatives de fréquence extrêmement faibles, f_1 pourra être très voisin de f_2, et la largeur de bande d'un poste radiotéléphonique sera alors beaucoup plus faible en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Malheureusement, leurs études les conduisirent à la conclusion que, même si f_1 est très voisin de f_2, la bande de fréquence occupée n'est jamais inférieure à celle de la modulation d'amplitude, et est même, dans beaucoup de cas, très supérieure. De toute façon, elle déborde nettement l'intervalle f_1 f_2. Comme, d'autre part, on ne songeait pas encore, à l'époque, à utiliser les ondes ultra-courtes sur lesquelles une assez grande largeur de bande, due à la modulation, présente moins d'inconvénients que sur les ondes plus longues, ils estimèrent le procédé sans intérêt.

Tout différent fut le point de départ d'Armstrong : cet ingénieur étudiait la réalisation d'un procédé de transmission qui puisse être protégé autant que possible contre les perturbations atmosphériques, et il indique lui-même qu'il rechercha, dès lors, « le système de modulation s'adressant à une caractéristique des ondes aussi différente que possible de celle que faisaient varier les atmosphériques ». A l'émission, il voulut que la modulation « introduise un caractère qui ne puisse être imité par les brouillages » ; à la réception, il chercha à ce que le récepteur « ne soit pas sensible aux signaux ayant la forme des brouillages habituels ».

Or, le premier effet d'un atmosphérique est de produire une variation d'amplitude considérable. Il était donc intéressant d'essayer de réaliser un système de transmission où les signaux ne feraient pas varier l'amplitude, de façon que l'on puisse limiter celle-ci par un dispositif électrique, ce qui devait supprimer l'effet des parasites. En réalité, on constata vite que, outre les variations d'amplitude produites par un parasite, celui-ci fait varier, dans une certaine mesure, la fréquence du signal total (combinaison du signal à recevoir et du parasite). Toutefois, dans beaucoup de cas, cette variation de fréquence garde une valeur relativement faible ; alors que, dans la modulation d'amplitude, il était nécessaire, si l'on voulait que l'amplitude du signal dépasse largement l'amplitude des parasites, d'augmenter la puissance de ce signal, et cela dans des proportions parfois considérables, dans la modulation de fréquence, au contraire, il suffisait d'augmenter la variation de fréquence due au signal, ce qui n'imposait aucune augmentation de la puissance émise. Cet accroissement de la variation de fréquence entraînait, il est vrai, un accroissement de la largeur de bande occupée par l'émission, mais, sur des ondes ultra-courtes, cela pouvait être considéré comme admissible, compte tenu de l'amélioration obtenue en ce qui concerne le rapport signal/parasite.

Dès lors, Armstrong fut conduit à étudier, non plus les systèmes de modulation de fréquence à faible déviation de fréquence de ses prédécesseurs, mais bien, au contraire, les systèmes de modulation à *très grande déviation de fréquence*, qui, dans la majorité des cas, présentent le maximum d'intérêt. Il eut aussi le mérite de ne pas se borner à une étude de l'émission et des caractéristiques des ondes, mais aussi à une étude des récepteurs à utiliser, et des dispositifs de limitation d'amplitude, dans lesquels réside, en fait, la source des avantages principaux de la modulation de fréquence.

Après Armstrong, de nombreux ingénieurs abordèrent également la question et réalisèrent des postes sur des longueurs d'onde variées, en général inférieures à une dizaine de mètres. La modulation de fréquence était entrée dans la phase industrielle des applications, qui sont nombreuses et qui seront passées en revue plus loin.

CHAPITRE III

PRINCIPES DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Il convient de revenir, maintenant, sur le principe et les fondements de la modulation de fréquence, pour examiner d'une manière plus précise comment on peut produire cette modulation et quelles sont les caractéristiques des oscillations obtenues, et des ondes émises.

A. — Définition de la « fréquence instantanée ».

Une première remarque, fort importante, s'impose en ce qui concerne la possibilité de faire varier avec le temps un élément tel que la « *fréquence* », et il est nécessaire, pour éviter certaines contradictions et lever diverses difficultés, de remonter à la définition mathématique précise de celle-ci.

Si l'on considère tout d'abord une fonction du temps $i = F(t)$, on dit que cette fonction est *périodique* s'il existe un nombre T tel que l'on ait $F(t+T) = F(t)$, quel que soit t. T est la « *période* » de la fonction. Le nombre de périodes par unité de temps (c'est-à-dire, par seconde), soit $\frac{1}{T}$, est la « *fréquence* » f de la fonction.

Il résulte de cette définition même que la période T, qui n'est ainsi définie que pour une fonction périodique, n'est pas susceptible de variation en fonction du temps. Pour que la fonction soit vraiment périodique, ce terme T doit rester *constant* depuis $t = -\infty$ jusqu'à $t = +\infty$. *Il en est de même de f.*

Considérons maintenant la fonction

$$i = a \sin(\omega t + \varphi_0),$$

qui est périodique, et de période $\frac{2\pi}{\omega} = T$.

La grandeur $\omega t + \varphi_0 = \varphi$ est, à chaque instant, la « *phase* » de la fonction ; elle a la valeur φ_0 à l'origine $t = o$, et elle croît avec le temps, proportionnellement à ω qui est la « *pulsation* ».

La fréquence est $f = \frac{1}{T} = \frac{2\pi}{\omega}$. Sur la figure 3 ($a$), on a représenté, en haut, la courbe de i en fonction du temps, et, au-dessous, la droite représentant la variation de φ. Pendant l'intervalle de temps OA, égal à une période T, la phase φ augmente de 2 D'une façon générale, puisque φ est linéaire en t :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega \qquad (1)$$

Au bas de la figure, est représentée la valeur de la fréquence f, toujours la même d'après ce qui vient d'être dit.

On peut, d'autre part (fig. 4), obtenir une représentation de i par la projection sur un axe OX d'un vecteur OA, de longueur constante a, faisant avec OY un angle égal à la phase $\omega t + \varphi_0$, c'est-à-dire tournant autour de O avec la vitesse angulaire ω et faisant à l'instant $t = o$ un angle φ_0 avec OY.

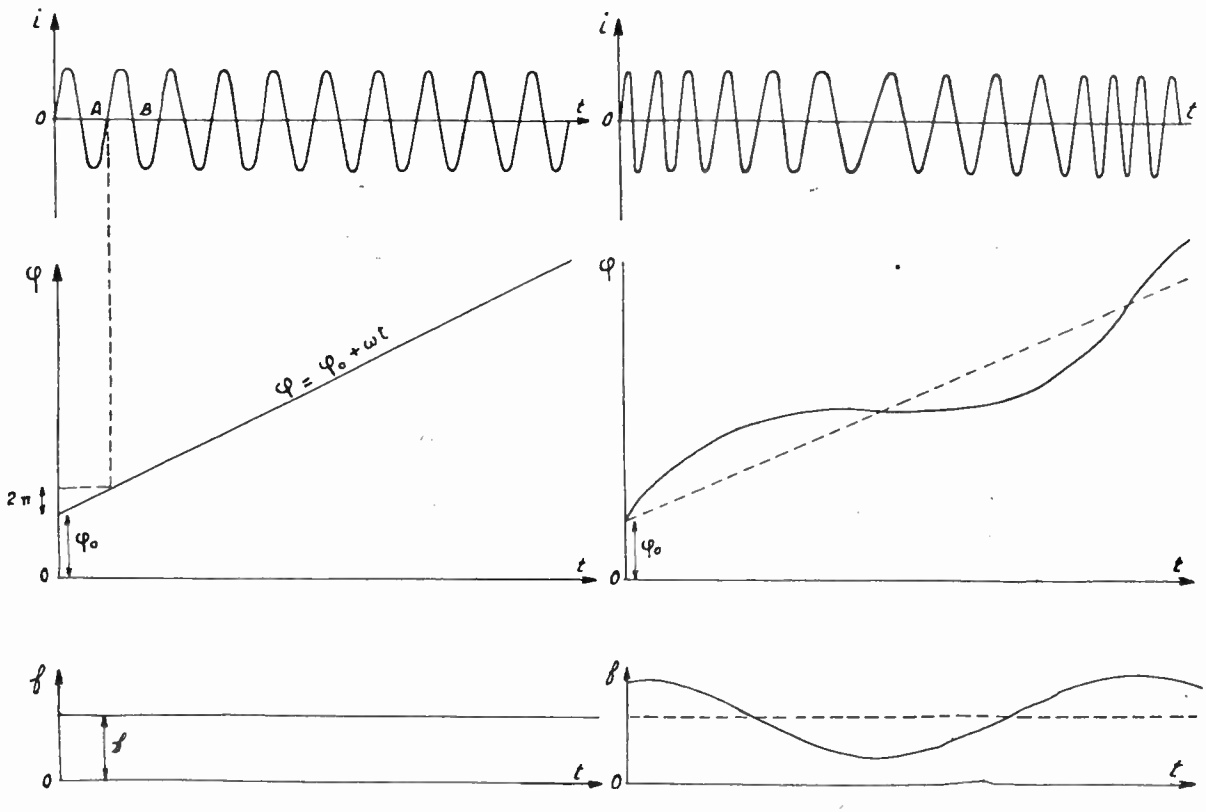


FIG. 3a.

FIG. 3 b.

Pendant une période T, OA fait un tour complet et φ varie de 2π. D'autre part, les variations de φ sont toujours proportionnelles à celles de t, puisque ω est constant. On a donc bien :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega$$

Supposons alors qu'au lieu de considérer la fonction périodique précédente, nous envisagions une fonction plus générale $i = a \sin [\varphi(t)]$, où $\varphi(t)$ ne sera plus linéaire en t. Nous pourrons

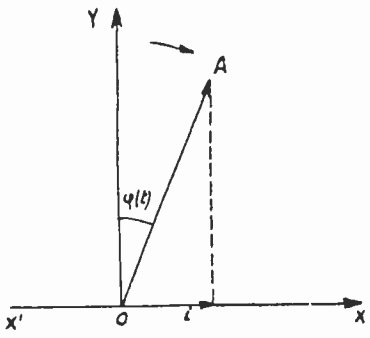


FIG. 4.

encore la représenter par la projection du même vecteur OA sur OX, mais ici la vitesse angulaire de OA ne sera plus constante. Elle aura, à chaque instant, pour valeur :

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$$

Une telle fonction i n'est plus en général périodique, au sens ci-dessus, sa phase varie comme $\varphi(t)$, et les oscillations peuvent s'accélérer par moment, et se ralentir ensuite. Il n'y a plus de « fréquence » au sens rigoureux précédemment indiqué, mais il est intéressant de chercher à définir une grandeur jouant dans ce cas un rôle assez analogue à celui joué par la « fréquence » pour les fonctions périodiques. Pour désigner cette grandeur, il eût été peut-être souhaitable, afin d'éviter des confusions ou des malentendus, dont on verra des exemples plus loin, de forger une expression qui ne renferme pas le mot « fréquence ». L'habitude toutefois a été prise d'employer l'expression « fréquence instantanée », malgré ce que le rapprochement de ces deux mots peut avoir de critiquable, et nous ne pouvons que nous y conformer.

Comment définir cette « fréquence instantanée » ? Un tel problème s'est posé, dès 1856, à Helmholtz, dans l'étude des vibrations sonores produites par les sirènes (dont la note varie avec le temps). Reprenant la représentation graphique de la figure 4, et le vecteur OA, dont la projection sur OX représente le mouvement non périodique $i = a \sin [\ (t)\ ]$, Helmholtz a été amené à considérer, à l'instant t, le mouvement périodique représenté par la projection sur OX du même vecteur OA, coïncidant à cet instant avec le vecteur précédent, et ayant alors la même vitesse angulaire ω que lui, mais pour lequel ω reste constant, et qui tourne par conséquent à une vitesse toujours la même. Pour ce mouvement périodique, on a :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega$$

et

$$f = \frac{1}{2\pi}\frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$$

Par définition la fréquence instantanée f_i à l'instant t des oscillations non périodiques $i = a \sin [\varphi(t)]$ sera la fréquence du mouvement périodique ainsi défini. Comme l'égalité des vitesses angulaires des vecteurs à cet instant t, donne $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\nabla\varphi}{\Delta t}$, on a :

$$f_i = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi}{dt} \qquad (2)$$

Quant à $\frac{d\varphi}{dt}$, ce sera la « pulsation instantanée ».

Cette équation est extrêmement importante et il convient de ne jamais la perdre de vue quand on s'occupe de modulation de fréquence (qu'il serait plus juste de dénommer « modulation de fréquence instantanée »). La fréquence instantanée ainsi définie a bien les propriétés souhaitées : plus elle s'accroît, plus les oscillations s'accélèrent, et inversement ; d'autre part, si les oscillations deviennent sinusoïdales

$$\frac{d\varphi}{dt} = \text{constante}$$

elle s'identifie à la fréquence pure et simple $\frac{1}{2\pi}\frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$. Mais il ne faut néanmoins pas oublier ce que sa définition a de conventionnel (1).

Considérons maintenant le cas simple — et très fréquent — où, dans l'équation $i = a \sin [\ (t)\ ]$ la fonction $\varphi(t)$ sera de la forme :

$$\varphi(t) = \omega t + k \sin \Omega t + \varphi_0$$

Ω étant petit par rapport à ω. La pulsation instantanée sera :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + k\Omega \cos \Omega t$$

et la fréquence instantanée :

$$f_i = \frac{1}{2\pi}(\omega + k\Omega \cos \Omega t)$$

$$= \frac{\omega}{2\pi}\left(1 + k\frac{\Omega}{\omega}\cos \Omega t\right)$$

La fréquence instantanée se rapprochera d'autant plus de la fréquence d'un mouvement périodique que $\frac{\Omega}{\omega}$ sera plus petit (hypothèse déjà faite), et que k sera également plus petit. Si

(1) Il suffira, pour s'en rendre compte, de noter qu'on aurait pu, tout en satisfaisant aux conditions précédemment énumérées, définir de bien d'autres façons la « fréquence instantanée » des oscillations considérées, par exemple en partant de l'intervalle de temps qui sépare deux zéros successifs de la fonction $i = a \sin [\ \varphi(t)\ ]$, ou de l'intervalle de temps qui sépare deux maxima ou deux minima successifs.

$k = 0$, elle s'identifiera avec la fréquence pure et simple des oscillations sinusoïdales obtenues, et c'est bien l'une des conditions que l'on cherchait à remplir.

Les propriétés de la « fréquence instantanée » seront donc voisines de celles de la « fréquence » d'oscillations périodiques — et cela d'autant plus que Ω sera plus petit par rapport à ω — mais ces propriétés ne seront cependant pas identiques. Si, au cours de certains raisonnements, on aboutit à une contradiction apparente, il faudra se reporter à la définition, et examiner si l'on n'a pas attribué inconsciemment à la « fréquence instantanée » des propriétés qu'elle n'a pas, et que, seule, aurait la « fréquence » d'oscillations périodiques.

Sur la figure 3 (*b*), on a reproduit, en haut, la courbe de l'intensité i :

$$i = a \sin [\varphi(t)] = a \sin (\omega t + k \sin \Omega t + \varphi_0)$$

et, au-dessous, la courbe représentant la phase φ en fonction du temps :

$$\varphi = \varphi_0 + \omega t + k \sin \Omega t$$

Cette phase oscille autour de la droite $\varphi_0 + \omega t$, et elle se trouve ainsi « modulée » à la fréquence correspondant à la pulsation Ω.

On pourrait, d'ailleurs, faire abstraction du terme constant φ_0 et du terme proportionnel au temps ωt, et représenter simplement les variations de phase par la sinusoïde $k \sin \Omega t$. Dans bien des problèmes, en effet, interviennent seules les *différences* de phase entre des oscillations de même fréquence porteuse $\frac{2\pi}{\omega}$.

Enfin, au bas de la figure, sont représentées les variations de la « fréquence instantanée »

$$f = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi}(\omega + k\Omega \cos \Omega t)$$

On voit qu'elle oscille de part et d'autre de la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ du mouvement oscillatoire périodique qui existerait en l'absence de modulation, et que ses oscillations, du fait du terme cosinus, *sont en avance de* $\frac{\pi}{2}$ *sur celles de* φ.

On remarquera aussi que l'amplitude des oscillations de la phase φ, exprimée en radians, est k, et que l'amplitude des oscillations de la fréquence instantanée f, exprimée en cycles par unité de temps, est $\frac{k\Omega}{2\pi}$. Cette amplitude est donc, dans le cas considéré, *proportionnelle*, toutes choses égales d'ailleurs, à la fréquence de modulation $\frac{\Omega}{2\pi}$, tandis que l'amplitude des variations de phase est *indépendante* de cette fréquence de modulation.

Sur l'ensemble des figures 5 (*a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*) on a indiqué divers types de variations de la phase (abstraction faite du terme proportionnel au temps ωt, et naturellement aussi du terme constant φ_0) et les variations de la fréquence instantanée f correspondantes. On n'oubliera pas, dans l'interprétation de ces courbes, qu'étant donné la manière dont la phase entre dans la définition de la fonction considérée, une variation instantanée de 2π de la phase est assimilable à une variation nulle, et que les variations instantanées de $+\pi$ ou de $-\pi$ sont équivalentes.

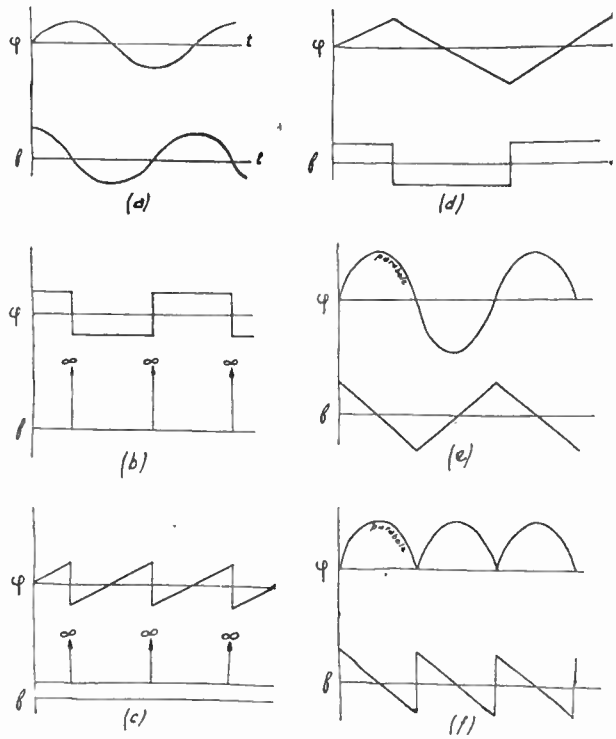


FIG. 5.

La figure 5 (*a*) a trait à des variations sinusoïdales de φ, avec les variations correspondantes de f, décalées de $\frac{\pi}{2}$ en avant de φ, comme il vient d'être indiqué.

La figure 5 (*b*) concerne des variations brusques de φ, dans un sens et dans l'autre. La fréquence reste constante, sauf aux moments des variations brusques, où elle prend une valeur infinie. On passe aisément de ce cas théorique au cas où les variations de la phase, sans être infiniment rapides, sont très brèves.

Sur la figure 5 (*c*), la phase varie « en dents de scie ». La fréquence a les mêmes variations que précédemment (les variations de phase pouvant être ramenées les unes aux autres, puisqu'on a éliminé le terme proportionnel au temps).

La figure 5 (*d*) montre des variations de phase « en triangle ». La fréquence prend successivement deux valeurs correspondant aux deux pentes différentes de la ligne brisée représentant φ.

Si les variations de la phase sont paraboliques (fig. 5 *e*), celles de la fréquence présentent la forme « en triangle ». Enfin, si ces variations de la phase, tout en étant paraboliques, présentent l'aspect de la figure 5 (*f*), les variations de la fréquence prennent l'aspect des dents de scie.

On pourrait citer bien d'autres exemples. Dans chaque cas, la relation entre les deux courbes découle de la formule (2) ci-dessus, et des remarques faites précédemment.

B. — Modulation dite « de phase » et modulation dite de « fréquence ».

Ces définitions posées, reprenons l'équation du courant i :

$$i = a \sin [\varphi (t)] \qquad (3)$$

et essayons de « moduler » un élément autre que l'amplitude — par exemple la phase, ou la fréquence instantanée — pour suivre le rythme d'un courant téléphonique sinusoïdal :

$$I = A \sin \Omega t. \qquad (4)$$

Examinons d'abord le cas de la phase, et supposons que, par un procédé électrique, qui sera étudié ultérieurement, nous puissions la faire varier avec sin Ωt, de façon qu'elle soit représentée à chaque instant par

$$\varphi (t) = \omega_0 t + k A \sin \Omega t + \varphi_0 \qquad (5)$$

k étant un certain coefficient de proportionnalité.

Le courant oscillant ainsi modulé a pour valeur :

$$i = \alpha \sin (\omega_0 t + k A \sin \Omega t + \varphi_0) \qquad (6)$$

L'amplitude maxima de la variation de phase (appelée « déviation » ou « excursion » de phase (1)) est k A. Elle est d'autant plus grande que A est plus grand, et, par conséquent, que la modulation doit être plus intense, ou, si l'on veut, pour reprendre le langage de la modulation d'amplitude, « plus profonde ».

Quant à la fréquence instantanée des oscillations, elle a pour valeur :

$$f = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 + k A \Omega \cos \Omega t) \qquad (7)$$

Elle est donc, elle aussi, modulée à la fréquence correspondant à la pulsation Ω, mais avec le déphasage de $\frac{\pi}{2}$ en avant sur la modulation de la phase déjà noté, et avec une « déviation » ou une « excursion » de fréquence instantanée $\frac{k A \Omega}{2\pi} = k$ A F, si F est la fréquence de modulation. Cette déviation est donc, elle aussi, proportionelle à A, mais, de plus, elle est proportionnelle à F.

En agissant ainsi sur la phase, nous avons donc obtenu une modulation *simultanée*, de phase, et de fréquence instantanée, qu'on a pris l'habitude de dénommer « *modulation de phase* », parce que c'est la phase qui suit les variations du courant de modulation, les variations de la fréquence instantanée étant décalées de $\frac{\pi}{2}$ sur ce courant (2).

Examinons maintenant le cas où, par un procédé quelconque, on ferait varier la fréquence instantanée des oscillations en fonction du courant de modulation $I = A \sin \Omega t$.

On pourrait être tenté, par analogie avec ce qui vient d'être fait pour la modulation de phase, de chercher la valeur du courant obtenue, en fonction du temps, en portant dans l'équation $i = a \sin (\omega t + \varphi_0)$, l'expression :

$$\omega = \omega_0 + k A \sin \Omega t, \text{ d'où :}$$

$$i = \alpha \sin [(\omega_0 + k A \sin \Omega t) t + \varphi_0] \qquad (8)$$

Une telle modulation pourrait, sans doute, être réalisée, au moins pendant un certain temps, par des dispositifs électriques, d'ailleurs assez compliqués, mais elle ne répondrait pas au but recherché, car la fréquence instantanée des oscillations ci-dessus a pour valeur :

$$f = \frac{1}{2\pi} [\omega_0 + tk A \Omega \cos \Omega t + k A \sin \Omega t]$$

et elle renferme un terme $t\ k$ A $\Omega \cos \Omega t$, dont l'amplitude maxima croît indéfiniment avec le temps (3). La fréquence instantanée n'est donc pas proportionnelle au courant de modulation I.

En réalité, il faut que la fréquence instantanée soit de la forme :

$$f = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 + k A \sin \Omega t)$$

d'où :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + k A \sin \Omega t$$

et $$\varphi = \varphi_0 + \omega_0 t - \frac{k A}{\Omega} \cos \Omega t,$$

ce qui conduit à :

$$i = \alpha \sin (\omega_0 t - \frac{k A}{\Omega} \cos \Omega t + \varphi_0). \qquad (9)$$

C'est bien l'équation d'un courant dont la fréquence instantanée est modulée par $I = A \sin \Omega t$. Cette équation est à rapprocher de l'équation (6) donnant le courant dont la phase est modulée de la même manière.

La « déviation » ou l' « excursion » de fréquence instantanée est $\frac{k A}{2\pi}$, d'autant plus grande que la modulation est plus profonde, et indépendante de la fréquence $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ du courant de modulation. Si $\Delta\omega_0 = kA$ est l'excursion correspondante de la pulsation, l'indice de modulation en fréquence déjà défini sera $m_f = \frac{\Delta \omega_0}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$.

La phase est aussi modulée à la fréquence Ω, avec un retard de $\frac{\pi}{2}$ sur la modulation de la fré-

(1) Parfois aussi « indice de modulation de phase », représenté par m.

(2) Il est aussi un autre motif qui peut justifier cette dénomination. D'une façon générale, il est logique que, quel que soit le type de modulation, la profondeur de celle-ci, qui varie avec l'intensité du courant de modulation, ne varie pas avec la fréquence de ce courant. C'est ainsi que dans la modulation d'amplitude, la profondeur de modulation ne dépend pas de la fréquence (l'amplification BF qui précède l'organe de modulation étant supposée uniforme). Ici, la déviation de phase est l'élément qui ne varie pas avec la fréquence de modulation, tandis que la déviation de fréquence (instantanée) croît proportionnellement à cette fréquence. D'où une préférence pour la dénomination « modulation de phase ».

(3) Une modulation analogue peut se retoruver dans certains mouvements de sirènes acoustiques, lorsqu'on fait varier la fréquence en accélérant et ralentissant leur mouvement, tout en augmentant l'amplitude des variations.

quence instantanée, comme ci-dessus. La déviation ou l'excursion de phase est $\frac{kA}{\Omega}$, d'autant plus grande, elle aussi, que la modulation est plus profonde, mais, *inversement proportionnelle* à la pulsation Ω — ou à la fréquence F — du courant de modulation.

Nous obtenons donc encore dans ce cas une modulation *simultanée* de phase et de fréquence instantanée, qu'on a pris l'habitude de dénommer « *modulation de fréquence* » parce que c'est la fréquence (instantanée) qui suit les variations du courant de modulation, les variations de phase étant décalées de $\frac{\pi}{2}$ sur ce courant (1).

C. — Représentation graphique.

Revenons maintenant à la représentation graphique d'une oscillation modulée dont le principe a été rappelé plus haut (fig. 4). Soit tout d'abord à représenter le courant sinusoïdal non modulé :

$$i = \alpha \sin \omega t$$

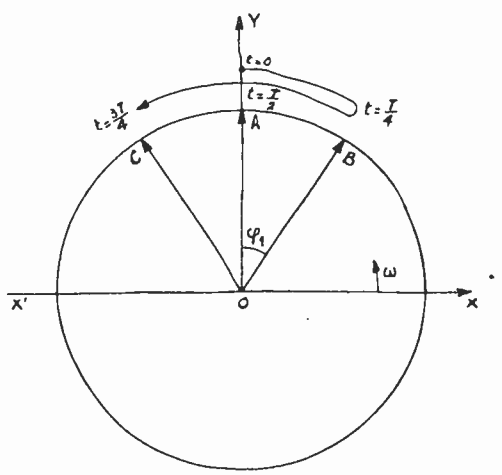


Fig. 6.

Comme il a déjà été indiqué, on pourra le figurer par la projection sur un axe horizontal OX d'un vecteur OA de longueur a tournant avec la vitesse angulaire ω autour de O en partant d'une certaine position origine, par exemple la position verticale suivant l'axe OY.

Si l'on donne à toute la figure un mouvement de rotation autour de O, de vitesse angulaire ω, et de sens inverse de celui du mouvement précédemment envisagé, OA restera fixe, et ce sont les axes OY et OX qui tourneront ; i sera toujours la projection de OA sur OX, à un instant déterminé. Dès lors, des oscillations sinusoïdales d'amplitude constante seront représentées, avec cette convention, par le vecteur OA vertical. Si ces oscillations sont modulées en amplitude (sans aucune modulation de phase ou de fréquence instantanée), la direction de OA restera fixe, mais la longueur OA variera entre deux limites OA_1 et OA_2 par exemple.

Si, au lieu d'une modulation d'amplitude, on produit une modulation de phase, le vecteur OA, dont la longueur restera alors constante, tournera entre deux positions extrêmes OB et OC, correspondant aux déviations $+ \varphi_1$ et $- \varphi_1$ pour la phase (fig. 6).

Partant, par exemple, de OA (déviation de phase nulle) au temps $t = o$, le vecteur tournera vers la droite avec une vitesse variant sinusoïdalement et s'annulant au temps $t = \frac{T}{4}$ (T étant la période de modulation) lorsque le vecteur a la direction OB. Il se déplacera alors vers la gauche avec une vitesse croissante, pour passer de nouveau en OA au temps $t = \frac{T}{2}$ et se diriger vers OC avec une vitesse décroissante. Il atteindra OC au temps $t = \frac{3T}{4}$, pour revenir ensuite vers OA.

Dans l'hypothèse où nous nous sommes placés d'une phase nulle au temps $t = o$, la phase des oscillations se décomposera en deux termes :

a) L'un, ωt, proportionnel à la vitesse de rotation ω des axes ;

b) L'autre, φ, égal, à chaque instant, à l'angle du vecteur oscillant avec OY ; c'est φ qui varie entre $- \varphi_1$ et $+ \varphi_1$.

Tant qu'il s'agit de comparer des modulations d'une même fréquence porteuse $\frac{\omega}{2\pi}$ on peut faire abstraction du premier terme (2) et se contenter de représenter les variations de phase par les variations de l'angle φ.

Sur la figure 7 (*a*) la courbe 1 indique les variations de phase ainsi obtenues, et, sur la figure 7 (*b*) la courbe 1 donne les variations de fréquence instantanée correspondantes. La fréquence instantanée est maxima au moment où la phase varie le plus rapidement, c'est-à-dire dans la direction OA, et elle s'annule au moment où la déviation de phase passe par un maximum ou un minimum, c'est-à-dire lorsque le vecteur est dans les directions OB et OC (car alors la vitesse de variation de phase, toujours abstraction faite du terme ωt, devient nulle).

Si, maintenant, nous considérons une fréquence de modulation supérieure à la précédente, avec la même déviation de phase, le vecteur OA oscillera toujours entre les positions OB et OC, mais plus rapidement, et la courbe représentant les variations de phase sera la courbe 2 de la figure 7 (*a*).

Quant à la fréquence instantanée, elle sera toujours maxima au moment où la variation de

(1) Comme ci-dessus, on notera que, dans ce cas, la déviation de fréquence est indépendante de la fréquence de modulation, tandis que la déviation de phase lui est inversement proportionnelle. D'où un nouveau motif pour la dénomination « modulation de fréquence ».

(2) Mais il faut se rappeler cette simplification, et reprendre ce terme si l'on veut comparer, à un moment donné, les phases de deux oscillations de fréquences porteuses différentes $\frac{\omega_1}{2\pi}$ et $\frac{\omega_2}{2\pi}$.

phase sera la plus rapide, c'est-à-dire dans la direction OA, mais ce maximum sera plus grand que précédemment, puisque la valeur maxima de la variation de phase est elle-même plus grande, l'angle BOC étant parcouru par le vecteur OA en un temps plus court, et la pente de la courbe 2 de la figure 7 (*a*), à l'instant $t = o$, étant supérieure à la pente de la courbe 1. La courbe de la fréquence instantanée aura ainsi la forme de la courbe 2 de la figure 7 (*b*).

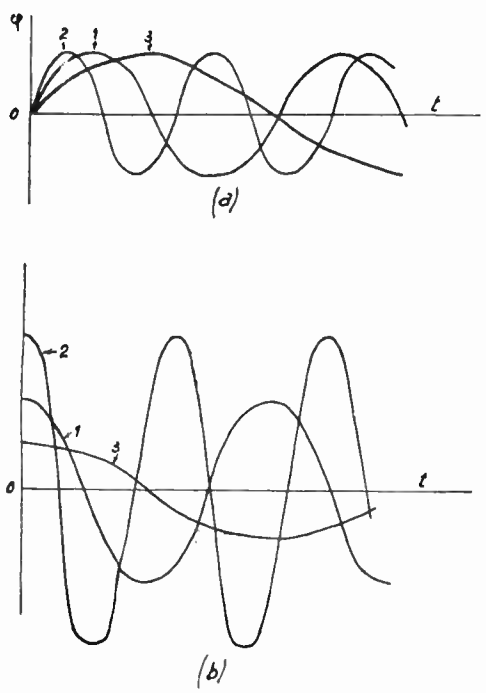


Fig. 7.

Inversement, si nous passons maintenant au cas d'une fréquence de modulation inférieure à la première fréquence étudiée, le mouvement du vecteur OA entre OB et OC sera plus lent, et la courbe de variation de phase sera la courbe 3 de la figure 7 (*a*).

La courbe de variation de fréquence, de son côté, sera la courbe 3 de la figure 7 (*b*) et son maximum qui aura toujours lieu pour $t = o$, sera inférieur au premier, puisque la vitesse angulaire du vecteur OA, à ce moment-là, sera plus faible que précédemment.

On retrouve ainsi les caractéristiques déjà indiquées de la modulation dite « de phase ». Sur la figure 6 on a considéré, pour simplifier le dessin, des déviations maxima de phase inférieures à π, alors qu'en pratique elles sont en général, très supérieures. Mais le raisonnement ne serait pas modifié si le vecteur OA, dans son excursion symétrique vers la droite ou vers la gauche, faisait plusieurs fois le tour de la circonférence.

Examinons maintenant la modulation dite « de fréquence » et considérons d'abord la fréquence de modulation de période T. Le vecteur OA oscille alors entre les positions symétriques OB_1 et OC_1 où la déviation de phase est maxima et a la valeur φ_1 (fig. 8). La déviation de fréquence maxima est atteinte au moment où le vecteur OA passe par la verticale, instant que nous choisirons pour origine ($t = o$), ce qui fait envisager un courant de modulation variant comme $\cos 2\pi \frac{t}{T}$ (alors que le courant de modulation envisagé ci-dessus pour la modulation de phase variait comme $\sin 2\pi \frac{t}{T}$).

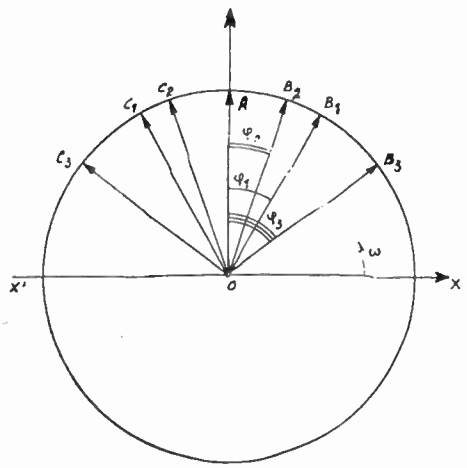


Fig. 8.

Les variations de phase sont représentées par la courbe 1 de la figure 9 (*a*) et les variations de fréquence instantanée par la courbe 1 de la figure 9 (*b*), qui ne nécessitent pas d'explications supplémentaires.

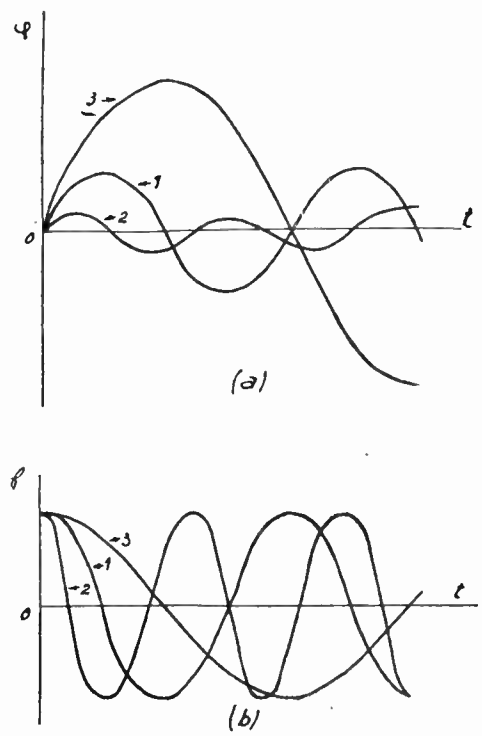


Fig. 9.

Considérons alors une fréquence de modulation plus grande. Comme on veut que la déviation de

fréquence reste constante, il faut que la vitesse angulaire du vecteur OA lorsqu'il passe par la verticale, soit la même que précédemment, et, dès lors, ce vecteur, au cours de la période de modulation plus brève, n'oscillera qu'entre les positions OB_2 et OC_2, avec une déviation de phase maxima φ_2 inférieure à φ_1.

La courbe 2 de la figure 9 (*a*) représente ces variations de phase, et la courbe 2 de la figure 9 (*b*) les variations de la fréquence instantanée.

Inversement, si l'on passe au cas d'une fréquence de modulation plus basse, le vecteur OA oscillant sinusoïdalement atteindra les directions OB_3 et OC_3 avec une déviation de phase maxima φ_3, plus grande que dans les autres cas.

La courbe 3 de la figure 9 (*a*) indique les variations de phase et la courbe 3 de la figure 9 (*b*) les variations de fréquence. On notera que, puisque les courbes 1, 2 et 3 de la figure 9 (*b*) doivent passer par le même maximum au temps $t = o$, et que, d'ailleurs, à ce moment-là, la vitesse angulaire du vecteur OA qui se trouve dans la direction verticale, vitesse qui caractérise l'excursion maxima de fréquence, doit être la même quelle que soit la fréquence de modulation, les trois sinusoïdes 1, 2 et 3 de la figure 9 (*a*) sont tangentes entre elles à l'origine.

On retrouve donc également, pour la modulation dite « de fréquence », les propriétés précédemment énumérées.

D. — Passage de la modulation « de fréquence » à la modulation « de phase », et réciproquement.

De ce qui précède, il résulte d'ailleurs qu'on peut passer assez aisément d'un type de modulation à l'autre. Il suffit pour cela d'agir sur les caractéristiques du circuit basse fréquence transmettant la modulation à l'émetteur, de façon à réaliser, suivant le cas, la proportionnalité de la

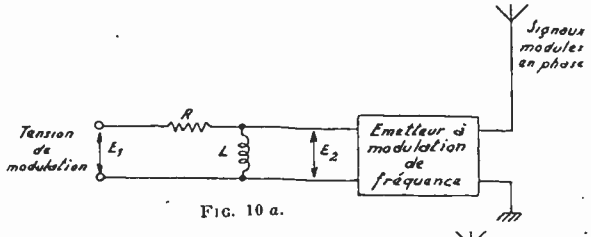


FIG. 10 *a*.

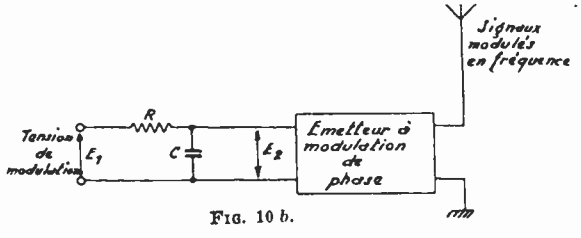


FIG. 10 *b*.

déviation de fréquence à la fréquence de modulation, ou la loi inverse pour l'excursion de phase.

Supposons (fig. 10 *a*), que l'on possède un poste émetteur à modulation de fréquence. Disposons à l'entrée de la tension de modulation un circuit R L tel que pour toutes les fréquences de modulation $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ on ait $R \ll \Omega L$. Si E_1 et E_2 sont les tensions BF avant et après le circuit, il en résulte $E_2 = E_1 \frac{L}{R} \Omega$. E_2 est proportionnel à la fréquence de modulation, la déviation de fréquence de l'émetteur deviendra donc aussi proportionnelle à cette fréquence, tandis que la déviation de phase (précédemment inversement proportionnelle à cette fréquence) en deviendra indépendante. En même temps, E_2 sera en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur E_1 et les variations de phase des signaux émis seront en phase avec E_1. Tout compte fait, les signaux émis seront modulés *en phase*, au sens ci-dessus.

Supposons maintenant (fig. 10 *b*), que nous disposions d'un émetteur à modulation de phase. Intercalons le circuit R C, tel que $R \gg \frac{1}{C\Omega}$. Alors $E_2 = E_1 \frac{1}{RC\Omega}$, la déviation de phase devient inversement proportionnelle à la fréquence de modulation, la déviation de fréquence en devient indépendante, E_2 est en retard de $\frac{\pi}{2}$ sur E_1 : les signaux émis sont modulés en fréquence.

Chose curieuse, les différences ou les ressemblances entre ces deux types de modulation, affectant tous deux *simultanément* la phase et la fréquence instantanée, ont donné lieu, à l'étranger, à de longues discussions qui ne paraissent pas terminées. Il semble qu'on puisse trouver, au moins en partie, leur origine dans l'oubli du fait que les dénominations de « modulation de fréquence » et « modulation de phase » sont conventionnelles, et ne signifient nullement que, dans le premier cas, le seul élément modulé serait la fréquence, et, dans le second, la phase. Il ne saurait y avoir de malentendu si l'on se rappelle les principes suivants, qui découlent de ce qui vient d'être dit :

1° Toute modulation de la phase d'un courant agit aussi sur la fréquence instantanée, et réciproquement (1). Il n'y a, en réalité, que des procédés de « modulation simultanée de la phase et de la fréquence instantanée ».

2° Dans tous les cas, si la modulation est sinusoïdale, la phase et la fréquence instantanée varient à la fréquence F de la modulation, et sont décalées de $\frac{\pi}{2}$ l'une sur l'autre, les variations de

(1) Il est à peine besoin de souligner combien est erronée l'opinion parfois exprimée qu'il y a « modulation de phase » lorsque la déviation de phase n'excède pas 2π et « modulation de fréquence » lorsque cette déviation excède le tour de la circonférence. En réalité, que la déviation de phase soit de quelques minutes d'angle, ou qu'elle atteigne plusieurs dizaines de milliers de fois le tour de la circonférence, il y a toujours modulation simultanée de phase et de fréquence instantanée. La différenciation faite entre la « modulation de phase » et la « modulation de fréquence » ne fait intervenir en rien la grandeur des déviations de phase ou de fréquence instantanée.

••••

fréquence étant en avance sur les variations de phase. Si une distorsion non linéaire affecte l'une, l'autre est également distordue ;

3° Si l'on s'arrange pour que la phase suive les variations du courant de modulation (les variations de fréquence instantanée étant alors en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur ce courant), on obtient le procédé de modulation de la phase et de la fréquence instantanée conventionnellement dénommé « modulation de phase », et qui a les propriétés énumérées ci-dessus ;

4° Si l'on s'arrange pour que la fréquence instantanée suive les variations du courant de modulation (les variations de phase étant alors en retard de $\frac{\pi}{2}$ sur ce courant), on a le procédé de modulation de la phase et de la fréquence instantanée conventionnellement dénommé « modulation de fréquence », et qui a les propriétés énumérées ci-dessus.

C'est de ce dernier type de modulation — qui a certains avantages sur le premier en ce qui concerne la protection contre les parasites et les bruits de fond — que, sauf indication contraire, il sera exclusivement question dans la suite (1). On lui gardera la désignation, consacrée par l'habitude, de « modulation de fréquence », en n'oubliant pas qu'il s'agit de la fréquence *instantanée*, telle qu'elle a été définie précédemment.

(1) La « modulation de phase » peut, par contre, dans certaines conditions d'emploi, présenter des avantages sur la modulation de fréquence, en ce qui concerne par exemple les caractéristiques de propagation des ondes. On pourra consulter à son sujet l'article de Crosby : *Communications par modulation de phase;* P. R. I., février 1939, et celui de Lautenschlager : *Oscillateurs à phase modulée,* E. N. T., II, 1934.

CHAPITRE IV

PRODUCTION D'OSCILLATIONS MODULÉES EN FRÉQUENCE

Les nombreux procédés employés pour produire, amplifier et rayonner des ondes modulées en fréquence seront étudiés en détail plus loin, lorsqu'on examinera la technique des postes émetteurs. On se bornera ici aux notions fondamentales et aux systèmes de base.

A. — Variation des éléments d'un auto-oscillateur.

La fréquence d'un auto-oscillateur à lampe étant, en première approximation, déterminée par le produit L C de la self et de la capacité de son circuit oscillant, la première idée qui vient à l'esprit consiste à faire varier C, ou L, en fonction de la tension de modulation. Si l'on ne veut pas que l'amplitude des oscillations produites varie (ce qui introduirait une modulation d'amplitude venant s'ajouter à la modulation de fréquence), ces variations doivent évidemment être limitées. Il reste à voir si les oscillations obtenues ont bien la forme trouvée ci-dessus lors de la définition de la « modulation de fréquence ».

Le calcul a souvent été fait (Bibl. 3), et est devenu classique. Supposons que nous fassions varier C, L restant fixe (fig. 11). v étant la tension aux bornes de la self (et du condensateur), i le courant, q la charge de C à l'instant t, on a :

$$L\frac{di}{dt} + \frac{q}{C(t)} = 0 \qquad (10)$$

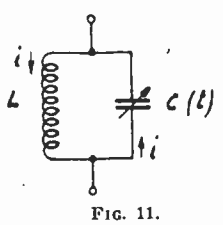


FIG. 11.

ou, comme $i = \frac{dq}{dt}$,

$$L\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{q}{C(t)} = 0$$

ou, en posant $\omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)}$

$$\frac{d^2q}{dt^2} + q\,\omega^2(t) = 0 \qquad (11)$$

Soit Ω la pulsation de la modulation. On fait varier C de telle façon que

$$C(t) = C_0 + \Delta C \sin \Omega t,$$

d'où :

$$\omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)} = \frac{1}{LC_0\left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\sin\Omega t\right)}$$

$$\# \frac{1}{LC_0}\left(1 - \frac{\Delta C}{C_0}\sin\Omega t\right) = \omega_0^2\left(1 + 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\sin\Omega t\right)$$

$$\text{en posant } \frac{1}{LC_0} = \omega_0^2$$

L'équation (11) ci-dessus devient :

$$\frac{d^2q}{dt^2} + q\,\omega_0^2\left(1 + 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\sin\Omega t\right) = 0 \qquad (12$$

qui est une équation de Mathieu.

Si $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ reste petit, et si Ω est faible par rapport à ω_0 (réserve déjà formulée plus haut), on en tire :

$$q = q_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\cos\Omega t\right) \qquad (13)$$

q est modulé sinusoïdalement, et sa pulsation instantanée est :

$$\omega_0 - \Delta\omega \sin\Omega t$$

La déviation de fréquence (ou sa pulsation) est indépendante de Ω, c'est bien la modulation de fréquence définie précédemment. Quant à i et à v, si $\Delta\omega$ est petit devant ω_0, ils ont une forme analogue.

Le moyen le plus simple de réaliser un tel système consisterait à placer dans le circuit oscil-

lant un microphone-condensateur C (fig. 12 *a*), ou bien (fig. 12 *b*) à réaliser un condensateur dont l'une des armatures C serait fixe, tandis que l'autre A, serait entraînée par exemple par la

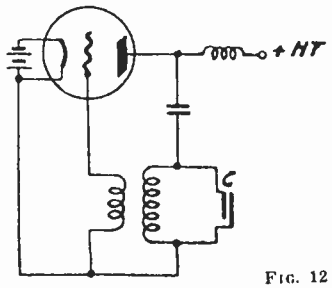


FIG. 12 *a*.

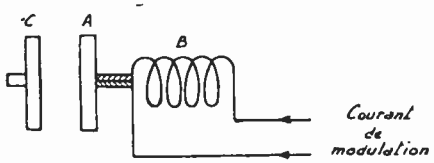


FIG. 12 *b*.

bobine mobile B d'un haut-parleur électrodynamique, alimenté par le courant de modulation, préalablement amplifié. Mais le premier système se heurte à la difficulté d'amener la haute fréquence au microphone lui-même. Le second est réalisable pour des postes de petite puissance, mais la loi de variation de la capacité en fonction du courant de modulation n'est pas linéaire (1), et, d'autre part, on introduit très vite une modulation d'amplitude, si l'on cherche à accroître la déviation de fréquence, c'est-à-dire la profondeur de modulation. Le moyen d'éviter cet inconvénient consiste, comme on le verra plus loin, à opérer la modulation sur une fréquence porteuse basse, et avec une déviation de fréquence faible, puis à multiplier la fréquence par des étages multiplicateurs (doubleurs ou tripleurs) successifs. La déviation de fréquence se trouve multipliée par le même coefficient que la fréquence porteuse.

B. — Variation des éléments d'un étage amplificateur.

Si, au lieu d'utiliser le circuit LC, à capacité périodiquement variable, dans un montage auto-oscillateur, nous l'intercalons — par exemple comme circuit d'anode — dans un étage amplificateur excité par une source de fréquence constante, nous obtenons alors une modulation de la phase des oscillations. Mais cette modulation s'accompagne très vite d'une modulation d'amplitude notable, qui rend le procédé peu pratique. Dans le cas précédent, en effet, l'amplitude des oscillations engendrées restait sensiblement constante quand C variait, tant que la résistance apparente du circuit pour sa fréquence d'accord gardait à peu près la même valeur. Ici au contraire, et à moins que le circuit soit très amorti, l'intensité tombe très vite dès que la variation de C entraîne le désaccord par rapport aux oscillations forcées. Aussi ce procédé de modulation n'a-t-il pas reçu — du moins sous cette forme — d'application pratique.

C. — Lampe à réactance variable.

Il est possible de combiner les circuits d'une lampe triode ou penthode pour qu'elle joue, aux bornes d'un circuit oscillant, le rôle de la capacité variable utilisée ci-dessus, cette capacité fictive variant avec la tension d'une électrode, reliée dès lors au microphone. C'est le montage dit de la « lampe à réactance variable », très utilisé dans les émetteurs à modulation de fréquence (Bibl. 1).

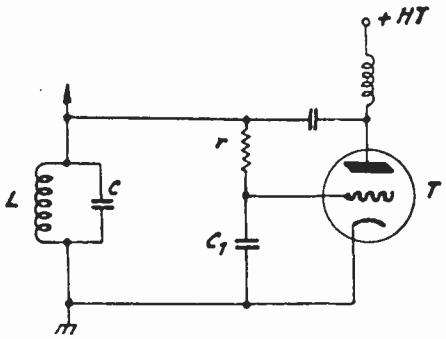


FIG. 13.

La figure 13 le représente. Le circuit LC est le circuit oscillant d'un auto-oscillateur non figuré. Il est également parcouru par la composante haute fréquence du courant plaque de la triode T.

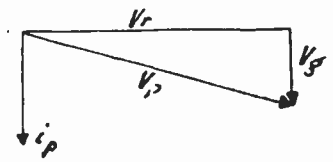


FIG. 14.

La grille reçoit une tension d'excitation proportionnelle à la tension V apparaissant aux bornes de LC, mais déphasée d'environ $\frac{\pi}{2}$ en arrière. Ceci est obtenu au moyen de la résistance *r* et de la capacité C_1, la réactance de celle-ci étant faible devant *r*. Sur le diagramme de la figure 14, on voit la tension V_p et les tensions V_r et V_g apparaissant aux bornes de *r* et de C_1. V_g est perpendiculaire à V_r et très près d'être perpendiculaire à V_p. Dès lors, le courant plaque de T, parcourant le circuit LC accordé, est en phase avec V et est représenté par le vecteur i_p. Il est en avance d'environ $\frac{\pi}{2}$ sur V_p et tout se passe comme si l'intervalle filament plaque de la lampe équiva-

(1) Un dispositif de principe analogue, récemment utilisé dans certains générateurs étalonnés produisant, pour le réglage des récepteurs, des signaux modulés en fréquence, permet de réaliser cette linéarité. Il comprend une armature mobile de condensateur fixée à la partie vibrante du mouvement de haut-parleur, et constituée par plusieurs petits cylindres concentriques, entrant plus ou moins profondément, au cours des vibrations, entre des cylindres analogues, fixes et isolés, constituant l'autre armature. On réalise ainsi des variations de capacité proportionnelles aux déplacements de la bobine mobile.

lait à un condensateur en parallèle sur C. Si l'on fait varier la pente de la lampe, à la fréquence de la modulation, en modifiant le potentiel moyen de la grille, l'intensité i_p varie et tout se passe

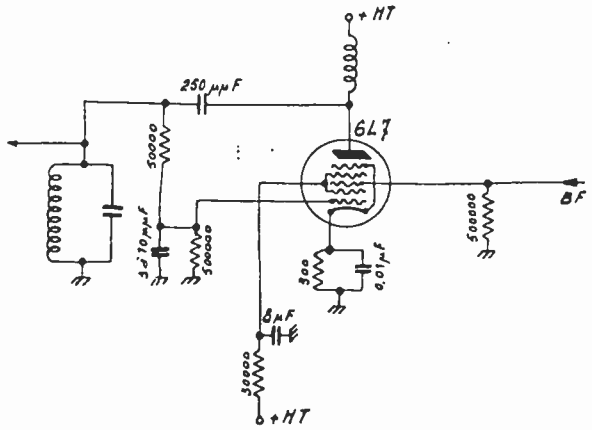


FIG. 15.

comme si la capacité apparente ajoutée se modifiait au rythme de la modulation.

En réalité, i_p n'est pas absolument perpendiculaire à V_p, et la lampe se comporte comme une

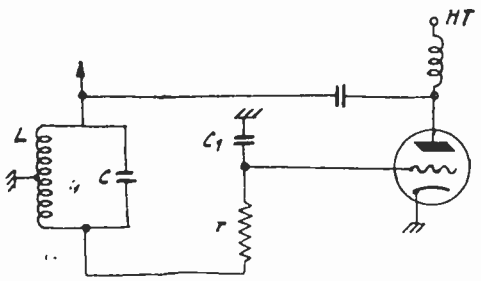


FIG. 16.

capacité et une résistance en série, toutes deux modulées par la tension de modulation. La variation de la résistance entraîne une modulation d'amplitude qui limite les possibilités du dispositif. On a, d'ailleurs, négligé une composante haute fréquence du courant plaque, qui prend naissance sous l'action des variations de la tension plaque V_p. Cette composante, en phase avec V_p, éloigne encore le courant plaque résultant total, de la direction perpendiculaire à V_p.

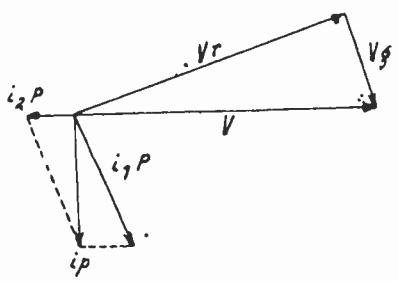


FIG. 17.

La figure 15 représente la réalisation de ce montage avec une lampe 6L7, la tension de modulation agissant alors sur la 3e grille, et l'oscillation haute fréquence déphasée, sur la première. Les valeurs des résistances sont en ohms. Pour r fixe, la déviation obtenue est d'autant plus grande que C_1 est plus petit, et elle augmente aussi avec le rapport $\frac{L}{C}$ du circuit oscillant. Avec le montage de la figure 15, une fréquence de 7 Mc/s et une capacité C de 200 $\mu\mu$F, une tension de pointe de modulation de 2 volts donne une déviation de 2.000 cycles par seconde environ. Si, pour émettre sur 56 Mc/s, on multiplie ensuite par 8 la fréquence d'émission, ce qui multiplie également la déviation, on arrive à une déviation de 16 kc/s qui peut suffire pour une émission téléphonique ordinaire, utilisant les fréquences de modulation de 0 à 4.000 cycles par seconde.

D'autres montages permettent de réduire l'inconvénient de la non perpendicularité des vecteurs V_p et i_p. Sur la figure 16, la prise médiane du circuit oscillant permet de renverser de π la phase de l'excitation grille par rapport à ce qu'elle était sur le schéma de la figure 13. La lampe se comporte alors comme une self variable. La figure 17 donne le diagramme des tensions et courants. V est cette fois la tension aux bornes de la moitié inférieure du circuit oscillant (opposée à V_p). V_g donne naissance à un courant i_{1p} presque perpendiculaire à V. De leur côté, les variations de tension plaque V_p donnent naissance à une composante i_{2p} en phase avec V_p (donc opposée à V) et le courant plaque résultant est i_p, presque exactement normal à V.

L'un des inconvénients des lampes à réactance est le suivant : si la tension d'alimentation d'une de ces lampes varie, entraînant, par exemple, une modification de sa pente, les principes mêmes qui viennent d'être exposés conduisent à prévoir une réaction sur le circuit oscillant de l'auto-oscillateur et, par conséquent, une variation de la fréquence de celui-ci, dont la stabilité se trouve réduite. Dans les postes perfectionnés, on remédie à ce défaut par le dispositif de deux lampes à réactance variable équilibrées suivant le montage de la figure 18.

La lampe oscillatrice L_1 produisant des oscillations de haute fréquence dans le circuit LC, les deux lampes à réactance variable L_2 et L_3 sont excitées en opposition de phase par la tension de modulation. La lampe L_2, du fait de la résistance r_1 et la capacité c_1, fonctionne comme un condensateur variable (la résistance r_2 de grande valeur n'étant qu'une résistance de fuite, et la capacité c_2, également de grande valeur, n'étant qu'une capacité de blocage). La lampe L_3, par la résistance r_3 et la capacité ajustable c_3, est assimilable à une self variable shuntant le circuit oscillant LC. Dès lors, si, au cours de la modulation la tension basse fréquence appliquée à la grille de L_2 s'élève, entraînant un accroissement de la capacité équivalente, et une réduction de la fréquence des oscillations de L_1, la tension basse fréquence de la grille de L_3, qui est en opposition de phase avec celle de L_2, entraîne une réduction de la self équivalente shuntant le circuit LC, et con-

tribue par conséquent encore à la réduction de la fréquence des oscillations. La déviation de fréquence de L_1, au cours de la modulation, est donc augmentée de ce fait.

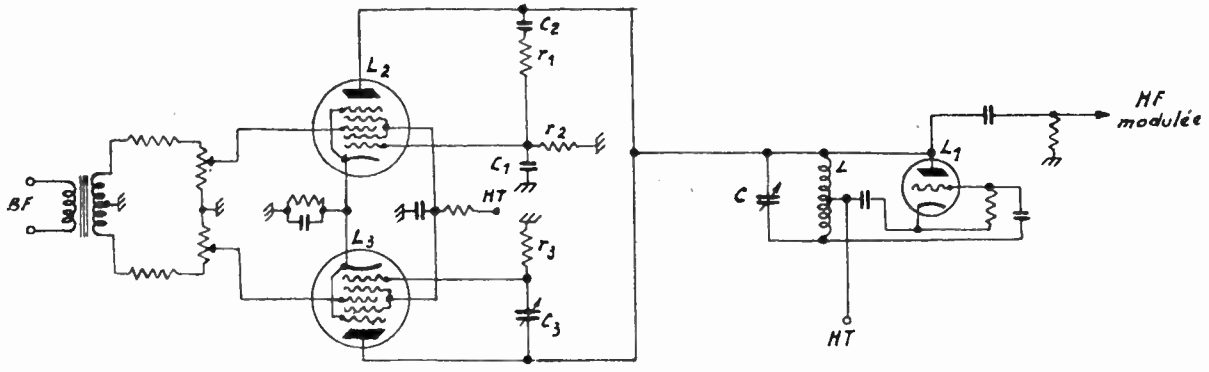


FIG. 18.

Mais, si une variation de tension d'alimentation intervient, affectant les lampes L_2 et L_3, la variation de la capacité équivalente à la lampe L_2 agit alors en sens inverse de la variation de la self-induction équivalente à la lampe L_3. Moyennant un dimensionnement convenable des divers organes, une compensation peut s'établir, maintenant dès lors constante la fréquence des oscillations de la lampe L_1.

Il arrive, d'ailleurs, en général, que l'influence des variations des tensions d'alimentation sur la seule lampe L_1 produit une variation de la fréquence des oscillations engendrées. En déséquilibrant l'ensemble des circuits des lampes L_2 et L_3 par le jeu du condensateur variable c_3, on peut alors — sans qu'il s'ensuive une déformation de la modulation — obtenir un effet de compensation, ce qui fait jouer aux lampes L_2 et L_3 le rôle accessoire de stabilisatrices de la fréquence des oscillations de la lampe L_1, vis-à-vis des variations des tensions d'alimentation.

qui est ensuite transformée en modulation de fréquence par le procédé déjà indiqué.

Certains de ces systèmes seront exposés lors de l'étude de la technique des postes émetteurs. On se bornera, pour le moment, à fournir des indications sommaires sur les dispositifs suivants :

1° *Modulation de fréquence par système magnétique.*

Si un auto-oscillateur (fig. 19) comporte des circuits d'entretien renfermant une self-inductance à fer pour haute fréquence, on peut faire varier la perméabilité de ce fer par l'action du courant basse fréquence de modulation traversant un bobinage spécial, la perméabilité dynamique du fer augmentant en effet au début avec l'induction, et d'une manière suffisamment linéaire. Dès lors, le montage de la figure 19 provoque une certaine modulation de fréquence des oscillations émises, la déviation devant toutefois être limitée pour qu'il ne s'y ajoute pas une modulation d'amplitude (Bibl. 12).

2° *Modulation de phase par lampes en quadrature.*

Les oscillations haute fréquence du maître-

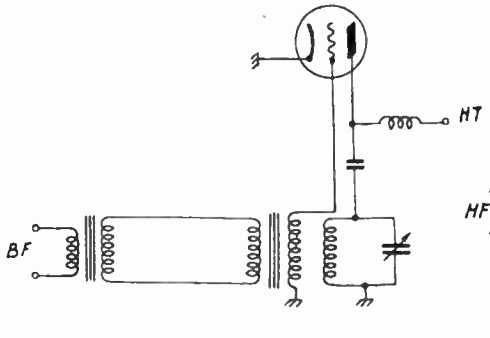


FIG. 19.

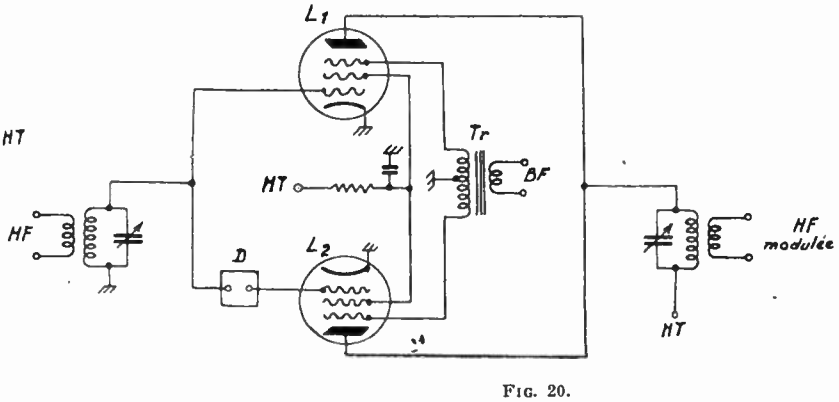


FIG. 20.

D. — Autres systèmes de modulations.

De nombreux autres systèmes de modulations peuvent être envisagés, les uns produisant directement la modulation de fréquence, les autres produisant simplement une modulation de phase, oscillateur alimentent en parallèle les grilles des deux lampes L_1 et L_2 (fig. 20), un système déphaseur D étant toutefois intercalé sur la grille de la lampe L_2 pour produire un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ de la tension d'alimentation. Des électrodes de mo-

dulation, par exemple la grille d'arrêt de chaque lampe, sont alimentées en opposition de phase par le courant de basse fréquence, au moyen du transformateur symétrique T*r*. La haute fréquence modulée est recueillie sur les plaques des deux lampes, montées en parallèle.

Dès lors, le courant plaque de la lampe L_1 se trouve modulé en amplitude et peut être représenté (fig. 21) par le vecteur OA variant entre OA_1

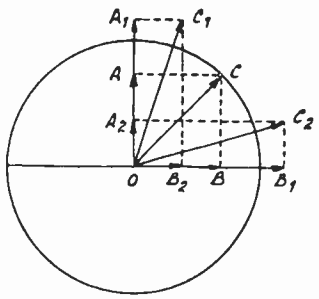


FIG. 21.

et OA_2. Le courant plaque de la lampe L_2 se trouve également modulé en amplitude, mais, du fait du circuit déphaseur D, il est décalé de $\frac{\pi}{2}$ sur le courant plaque de la lampe L_1, et il peut être représenté par le vecteur OB variant entre OB_1 et OB_2. D'autre part, par suite de la modulation en opposition de phase des deux lampes, à l'instant où le vecteur OA atteint sa valeur maxima OA_1, le vecteur OB atteint sa valeur minima OB_2, et réciproquement. La résultante OC varie donc entre OC_1 et OC_2. Les choses peuvent être réglées pour que sa longueur soit à peu près constante (ce qui oblige à se limiter à des variations de phase faibles) ; elle est donc modulée en phase, avec un déphasage moyen qui est celui du vecteur OC_1 et une excursion de phase COC_1 d'un côté et COC_2 de l'autre. Un dispositif limiteur d'amplitude peut ensuite être ajouté à la sortie de l'appareil pour supprimer la modulation d'amplitude qui résulte de la légère variation de la longueur du vecteur OC pendant son oscillation.

3° *Modulation de phase par tube à rayons cathodiques.*

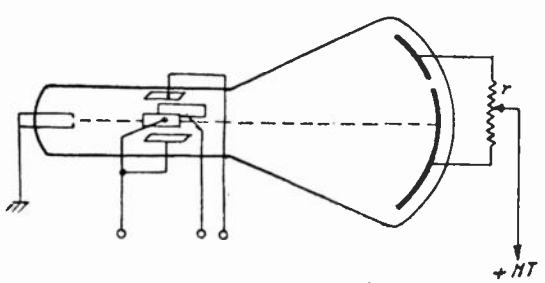


FIG. 22.

Des oscillations de haute fréquence modulées en amplitude par le courant de modulation sont appliquées aux plaques horizontales et verticales d'un oscillographe (fig. 22) en déphasant de $\frac{\pi}{2}$ la tension entre les plaques verticales par rapport à la tension entre les plaques horizontales, de façon à produire un mouvement circulaire du faisceau cathodique, suivant le dispositif bien connu. Du fait que les tensions alimentant les plaques sont modulées en amplitude, le mouvement du spot du faisceau sur l'écran s'effectuera en réalité suivant une spirale, s'élargissant ou se rétrécissant périodiquement. L'écran luminescent habituel est remplacé par un plateau spécial conducteur, sur lequel tombe le faisceau d'électrons, et qui est divisé en deux parties par une fente ayant elle-même la forme d'une spirale (fig. 23).

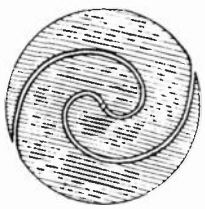


FIG. 23.

Le circuit d'utilisation *r* est disposé entre les deux parties du plateau, de telle façon qu'il soit parcouru par un courant qui change de sens suivant que le faisceau cathodique tombe sur l'une ou sur l'autre des deux parties. En l'absence de modulation, le spot décrit une circonférence, le changement de sens du courant s'effectue à des intervalles de temps bien déterminés, et on recueille dans le circuit de sortie une tension périodique non modulée. Lorsque la tension des plaques de déflexion est modulée en amplitude, le diamètre de la circonférence décrite par le spot varie, et les instants de renversement du sens du courant à la sortie se décaleront dans un sens ou dans l'autre, en fonction de la forme de la ligne de séparation des deux parties du plateau. Il s'ensuivra une modulation de la phase au rythme de la modulation d'amplitude initiale.

4° *Modulation de phase par dispositif magnétique.*

Une modulation de phase peut être obtenue par une self-inductance, à circuit magnétique pour

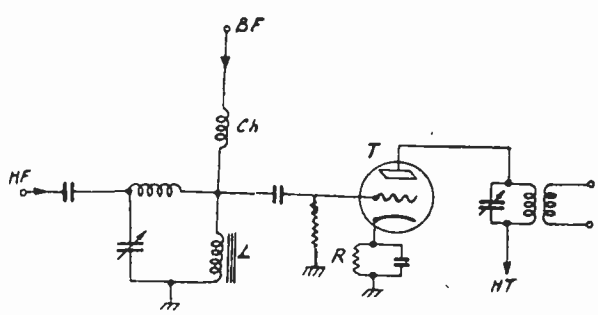


FIG. 24.

haute fréquence saturé, soumise simultanément au passage du courant de haute fréquence à moduler et du courant basse fréquence de modulation. Le montage peut être celui de la figure 24.

La self L, dont le circuit magnétique sera saturé, fait partie du circuit oscillant recevant les oscillations de haute fréquence et les transmet-

tant à la grille d'une lampe triode T dont la résistance de cathode R est telle que cette lampe fonctionne en redresseuse. D'autre part, le courant basse fréquence de modulation traverse également la self L, une bobine de choc C*h* évitant les retours de haute fréquence. Le courant total dans la self L est ainsi la somme du courant haute fréquence 1 de la figure 25 et du courant basse fréquence 2 ; le noyau de fer est saturé pour un courant assez faible, et, par conséquent, la self n'a une valeur appréciable qu'au voisinage des instants où le courant total qui la traverse passe par zéro. A chacun de ces instants, il se produit une brusque surtension à ses bornes, surtension qui est analogue à une impulsion appliquée à la grille de la lampe T. Ces impulsions, représentées par des flèches verticales sur la figure 25 sont alternativement positives et négatives, mais, par suite des propriétés de redressement de la lampe T, celle-ci ne laisse passer, par exemple, que les impulsions positives. On voit que ces dernières sont décalées en phase, et d'autant plus que l'amplitude de la courbe 2 est plus grande. Les circuits accordés qui suivent la lampe T transforment ensuite ces impulsions en un courant alternatif conservant la modulation de phase introduite, modulation que l'on peut transformer en une modulation de fréquence, comme il a été indiqué ci-dessus.

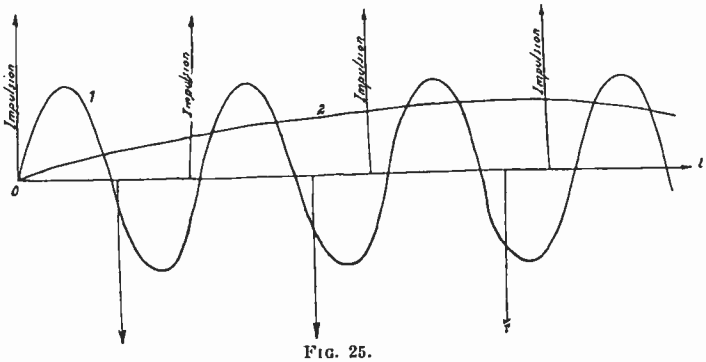


FIG. 25.

E. — Cas des ondes centimétriques.

Les indications déjà fournies font présumer que la modulation de fréquence — dont le principal inconvénient, par rapport à la modulation d'amplitude, est de donner naissance à un spectre d'onde plus large — sera d'autant plus intéressante que la fréquence porteuse sera plus élevée. Sur les ondes les plus courtes que l'on sache produire aujourd'hui industriellement avec une puissance suffisante, c'est-à-dire sur les ondes centimétriques, ce procédé de modulation sera donc particulièrement avantageux. Or, il se trouve que la modulation de fréquence est aussi alors très facile à provoquer : il n'est plus nécessaire d'avoir recours à des systèmes complexes ; la plupart des tubes oscillateurs utilisés sur ces ondes produisent une fréquence dont la valeur est directement fonction de la tension de telle ou telle électrode : il suffit, dès lors, d'appliquer la tension de modulation à cette électrode pour moduler « en fréquence », au moins aussi facilement qu'on modulerait « en amplitude » un oscillateur classique à ondes plus longues. (Bibl. 10.)

C'est ainsi que les oscillateurs à lampe à grille positive oscillent sur une fréquence qui dépend de la tension plaque, d'une manière très suffisamment linéaire, dans un intervalle assez étendu. Il suffit de faire varier cette tension de quelques dizaines de volts, sous l'action du courant de modulation, pour obtenir une déviation de fréquence largement suffisante, non seulement pour une transmission téléphonique, mais même pour une transmission multiplex.

Si, d'autre part, les tubes à modulation de vitesse, également utilisés comme générateurs sur ces ondes, n'ont pas une étendue de variation linéaire de fréquence en fonction de la tension aussi grande, ils permettent néanmoins, eux aussi, une modulation suffisante.

Seuls, les magnétrons — dont la fréquence d'oscillation dépend surtout des dispositions géométriques de l'appareil, et varie peu avec les tensions appliquées — ne paraissent pas, en l'état actuel de la technique, pouvoir permettre aussi facilement une modulation de fréquence assez profonde.

F. — Amplification, multiplication et changement de la fréquence.

L'amplification d'oscillations modulées en fréquence s'effectue comme celle des oscillations modulées en amplitude. En ce qui concerne les distorsions introduites, la question se présente sous un jour plus favorable pour la distorsion non linéaire, et moins favorable pour la distorsion non uniforme.

Examinons, d'abord, ce second type de distorsion : pour le réduire, il faut que la bande passante de l'amplificateur couvre tout le spectre des oscillations, avec une variation de phase convenable en fonction de la fréquence. Le spectre étant ici plus large qu'en modulation d'amplitude, l'amplificateur sera plus difficile à établir. Les conditions à réaliser seront précisées plus loin, après l'étude du spectre des ondes modulées en fréquence, et à l'occasion de l'examen du problème de l'amplification à la réception. Les considérations qui seront alors développées valent évidemment aussi pour l'amplification à l'émission.

Quant à la distorsion non linéaire introduite par l'amplification, elle est pratiquement inexistante en modulation de fréquence. En modulation d'amplitude, elle est due au fait que le point de fonctionnement atteint des régions courbées de la caractéristique des lampes amplificatrices, ce qui introduit une relation non linéaire entre les amplitudes à la sortie et les amplitudes à l'entrée de l'amplificateur. En modulation de fréquence, ce phénomène n'a aucun effet sur l'élément modulé, puisque celui-ci n'est plus l'amplitude, mais la fréquence instantanée, qui reste inaffectée par la courbure des caractéristiques. Cette courbure introduit seulement des harmoniques

de la haute fréquence — eux-mêmes modulés en fréquence — dont la fréquence est, par conséquent, très éloignée de celle de l'émission, et qui se trouvent pratiquement éliminés par les circuits accordés ultérieurs. Ce phénomène, joint à la constance de l'amplitude, facilite l'établissement des amplificateurs, et permet, comme on l'a déjà vu, de les faire fonctionner à excitation constante et intense, ce qui entraîne, en particulier, un rendement élevé. Cet avantage est d'ailleurs très général, et existe à la réception comme à l'émission.

Pratiquement, la seule distorsion non linéaire introduite est celle qui provient du système produisant les oscillations modulées. On verra plus loin, lors de l'étude de la technique de l'émission, comment elle peut être réduite par l'emploi de la contre-réaction.

Examinons maintenant les principes de la multiplication de la fréquence, dont il est fait un très grand usage en modulation de fréquence.

D'une façon générale, cette multiplication est obtenue en appliquant des oscillations à la grille d'une lampe assez fortement excitée, et en faisant apparaître dans son circuit plaque l'harmonique souhaité de la fréquence incidente. En modulation d'amplitude, une telle multiplication de fréquence ne peut se faire qu'avant la modulation, car il est nécessaire que l'excitation de grille reste assez forte si l'on veut que le taux des harmoniques dans le circuit plaque reste constant. La multiplication de fréquence d'oscillations déjà modulées en amplitude entraînerait donc des déformations considérables.

Il en est tout autrement pour des oscillations modulées en fréquence, dont l'amplitude reste constante. Les lampes multiplicatrices fonctionnent alors avec une excitation de grille toujours la même, et la multiplication de fréquence (doublage ou triplage, etc...), s'effectue sans distorsion de la modulation. C'est donc un procédé qui est très employé, toutes les opérations de modulation pouvant s'effectuer sur des fréquences assez basses, avec des niveaux d'énergie faibles, et en utilisant des lampes de réception. Ensuite, la fréquence est multipliée en même temps que la puissance est augmentée dans les étages successifs du poste. La multiplication de fréquence entraîne une multiplication correspondante de la déviation de fréquence. Si, en effet, l'onde initiale a une fréquence f et une déviation de fréquence Δf, la fréquence instantanée variant entre $f - \Delta f$ et $f + \Delta f$, et si on multiplie la fréquence par k, on obtient une onde de fréquence médiane kf dont la fréquence instantanée variera entre $k(f - \Delta f)$ et $k(f + \Delta f)$. La déviation sera donc bien multipliée, elle aussi, par k.

Ce procédé est universellement utilisé pour atteindre les déviations de fréquence souhaitées, en partant d'une déviation de fréquence faible obtenue par l'un des montages indiqués ci-dessus. On trouve couramment, dans les postes émetteurs perfectionnés, des multiplications de fréquence de l'ordre de 3.000, entraînant des multiplications de déviation égales.

En dehors des procédés de multiplication de fréquence par lampes qui viennent d'être rappelés, on citera un procédé par tube à rayons cathodiques, qui est actuellement en cours de mise au point en France, et qui aurait l'avantage de permettre d'obtenir en un seul étage la multiplication de fréquence par un coefficient de l'ordre de 100, ou même supérieur. (Bibl. 9.)

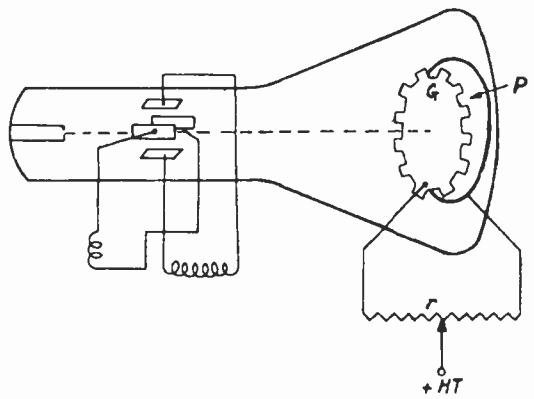


FIG. 26.

Le montage est celui de la figure 26. En alimentant les plaques déflectrices du tube à rayons cathodiques par des tensions de même fréquence, déphasées entre elles de $\frac{\pi}{2}$, suivant le système bien connu, on produit une rotation du faisceau électronique qui, finalement, va tomber sur l'électrode conductrice P. Devant cette électrode est disposé un disque dentelé G interrompant ou laissant passer alternativement le faisceau. La tension à multiplier étant appliquée, avec le déphasage convenable, aux plaques de déflection, on recueille alors dans l'impédance d'utilisation Z une tension dont la fréquence est multipliée par un coefficient dépendant du nombre de dents de l'électrode G. Cette tension n'est évidemment pas sinusoïdale, mais les circuits accordés qui suivent le multiplicateur de fréquence éliminent les harmoniques supérieurs, et rendent les variations proches de celles d'une sinusoïde.

Dans un ordre d'idées différent, on peut, d'autre part, appliquer aux oscillations modulées en fréquence la technique du changement de fréquence par addition ou soustraction d'une oscillation locale non modulée. Si une oscillation de fréquence médiane f est modulée en fréquence avec une déviation Δf, le changement de fréquence par battement avec une oscillation de fréquence f_1 donne naissance :

1° A une oscillation de fréquence médiane $f - f_1$ modulée en fréquence entre $f - f_1 - \Delta f$ et $f - f_1 + \Delta f$, c'est-à-dire avec une déviation de fréquence Δf ;

2° A une oscillation de fréquence médiane $f + f_1$ modulée en fréquence entre $f + f_1 - \Delta f$ et $f + f_1 + \Delta f$, c'est-à-dire avec une déviation de fréquence Δf.

Par sélection, on peut utiliser l'une ou l'autre de ces deux oscillations résultantes, modulées en fréquence.

Ainsi, le changement de fréquence change la fréquence médiane, *mais ne modifie pas la déviation de fréquence.*

Au total, avec la multiplication et le changement de fréquence, on dispose de deux procédés de modification de la fréquence, dont l'un change simultanément la fréquence médiane et la déviation, et dont l'autre modifie la fréquence médiane, sans changer la déviation. On conçoit qu'en combinant ces deux procédés on puisse, partant d'une certaine fréquence médiane et d'une certaine déviation, aboutir à une fréquence médiane multipliée par un certain coefficient, et, simultanément, à une déviation multipliée par un coefficient *différent*, de façon à régler séparément les deux grandeurs intéressantes.

On verra des applications de ces principes lors de l'étude de la technique des postes émetteurs.

G. — Puissance et rendement d'un émetteur modulé en fréquence.

Dans la modulation d'amplitude, la puissance varie suivant la profondeur de la modulation : si P est la puissance en l'absence de modulation (puissance de l'onde porteuse, qui reste constante), la puissance lorsque la modulation atteint 100 % varie entre 0 et 4 P. La puissance moyenne est supérieure à P, et l'on sait que l'intensité efficace moyenne du courant haute fréquence dans l'antenne croît lorsqu'on module.

Dans la modulation de fréquence au contraire, la puissance — et le courant haute fréquence dans l'antenne — restent toujours constants. La modulation n'ajoute aucune énergie et, si des bandes latérales naissent, comme on le verra plus loin, la puissance correspondante *est prélevée sur la puissance de l'onde porteuse en l'absence de modulation.* L'intensité de cette onde porteuse *varie* donc suivant la profondeur de modulation.

Il en résulte que la modulation de fréquence présente des avantages sur la modulation d'amplitude, en ce qui concerne la puissance émise, et cela à deux points de vue :

1° L'excitation des divers étages amplificateurs ou multiplicateurs de fréquence, et l'excitation des étages de puissance, étant faite à tension haute fréquence constante au cours de la modulation, ces étages peuvent être fortement excités et conserver, à tout moment du cycle de modulation, un rendement optimum. On sait au contraire qu'avec la modulation d'amplitude, le rendement est bon au moment des pointes de modulation, mais qu'il s'abaisse lorsque la modulation est peu profonde.

D'un autre côté, l'accroissement de la tension d'excitation est souvent un élément de stabilité pour un étage amplificateur, et peut éviter des auto-accrochages d'oscillations parasites (par exemple sur ondes très courtes). Enfin, la constance de l'excitation peut faciliter la neutrodynation des étages ;

2° La puissance qu'il est possible de tirer d'une lampe déterminée est en général plus grande dans le régime de la modulation de fréquence que dans celui de la modulation d'amplitude, ceci en dehors de la question de l'amélioration du rendement. Pour un taux déterminé d'harmoniques de haute fréquence, ou pour une dissipation plaque déterminée de l'étage de sortie, la puissance moyenne haute fréquence sera en effet plus grande dans le régime de la modulation de fréquence que dans celui de la modulation d'amplitude.

Il est difficile de chiffrer, d'une manière générale, le gain correspondant, et ce n'est guère que dans chaque cas particulier que l'on peut comparer, d'une manière précise, deux émetteurs entre eux. On peut toutefois noter :

a) Que, si la comparaison est faite entre un émetteur à modulation de fréquence et un émetteur à modulation d'amplitude de lampes de sortie analogues, et modulant à un faible niveau de puissance (ce qui rapproche le plus sa technique de celle de l'émetteur à modulation de fréquence), le fait que la modulation d'amplitude oblige à utiliser des étages amplificateurs de classe B (pour ne pas déformer, tout en ayant un rendement acceptable), alors que la modulation de fréquence autorise la classe C, conduit à des tensions d'excitation doubles dans ce dernier cas, et à une puissance de sortie quadruple. Il s'ensuit que l'intensité de l'onde porteuse en l'absence de modulation est doublée quand on passe de la modulation d'amplitude à celle de fréquence. L'avantage est donc considérable (Bibl. 7) ;

b) Que, si la comparaison porte sur un émetteur à modulation d'amplitude modulant à niveau élevé, le gain de puissance est un peu moins grand, mais encore notable. D'un autre côté, la modulation d'amplitude a d'ailleurs dans ce cas l'inconvénient supplémentaire de nécessiter un amplificatéur basse fréquence important ;

c) Qu'enfin, les procédés modernes de modulation en amplitude à haut rendement (modulation Chireix à déphasage, modulation Doherty, etc.), permettent d'atteindre des puissances de sortie voisines ou égales à celles de la modulation de fréquence. Dans certains de ces procédés, ce résultat est d'ailleurs justement obtenu en s'efforçant de réaliser, aux divers étages du poste, les mêmes conditions d'excitation constante qu'en modulation de fréquence.

(*A suivre.*)

L'APPAREILLAGE DE TÉLÉVISION A 1015 LIGNES DE LA COMPAGNIE DES COMPTEURS, A MONTROUGE [1]

PAR

M. PAUL MANDEL,

Ingénieur aux Laboratoires de la Compagnie des Compteurs, à Montrouge.

SOMMAIRE

L'objet de cette communication est de décrire les résultats des travaux exécutés pendant les années 1941 et 1942 aux Laboratoires de la Compagnie des Compteurs, à Montrouge, concernant quelques problèmes de la télévision à très haute définition.

Le but de ces recherches était l'examen théorique et pratique des conséquences qui découlent de l'augmentation du nombre des détails d'une image transmise par télévision jusqu'à une limite qui ne serait pas fixée par les possibilités de l'appareillage électrique, mais uniquement par l'acuité visuelle de l'œil humain.

Les moyens mis en jeu étaient au début relativement modestes mais ils sont devenus, à l'époque où les travaux sont arrivés à leur conclusion, assez considérables. L'appareillage sous sa forme définitive se compose d'un ensemble de prises de vues et de télécinéma, suivi d'une liaison sans fil, fonctionnant à 145 mHz.

Les questions, dont la solution était recherchée pendant le développement de la station, sont nombreuses et variées. Elles peuvent être classées en cinq groupes.

Ce sont des problèmes qui concernent :

1° Les analyseurs électroniques ;
2° Les appareils de reproduction de l'image ;
3° Les amplificateurs ;
4° Les appareillages d'émission ;
5° Les récepteurs sans fil.

L'auteur se propose de spécifier la nature de quelques-unes des difficultés rencontrées et d'indiquer les solutions qui ont pu être trouvées.

I. — Analyseurs électroniques.

Dès le début de cette étude il semblait utile de disposer d'une image électrique primaire qui puisse être considérée comme standard.

Nous avons estimé comme nécessaire que l'amplitude des signaux à la sortie de cet analyseur soit invariable pendant de très longs intervalles, indépendamment des conditions extérieures. En plus, la finesse des détails de l'image devait être suffisante, afin qu'elle puisse servir comme base de comparaison, même au cas où le nombre des lignes d'analyse serait extrêmement élevé.

La solution choisie consistait dans l'adaptation des appareils d'analyse appelés « monoscopes », à ces conditions d'exploitation.

Le monoscope (fig. 1), est un analyseur électronique dans lequel l'image fixe, soumise à l'analyse, est formée par un dépôt sur une surface plane P, à l'intérieur d'une ampoule vide. La différence du coefficient de l'émission secondaire de la substance formant l'image et celle de la substance composant le support, a comme résultat la formation d'un signal électrique ; la plaque étant soumise au bombardement par un faisceau d'électrons en mouvement périodique.

Le courant du collecteur C formé par les électrons secondaires émis aux taux différents, suivant le degré de couverture de la surface, engendre dans la résistance de sortie la tension de modulation ; le signal électrique est exempt de taches, les électrons libérés pouvant être intégralement captés par le collecteur. L'intensité du signal est pratiquement invariable dans le temps, la surface analysée étant d'une composition stable.

Les procédés d'impression habituels utilisant des trames linéaires ou ponctuelles plus ou moins fines, ne pouvaient pas être employés pour la fabrication de la plaque de signal, parce qu'une interférence des trames d'impression et des trames d'analyse devait être évitée dans tous les cas.

Nous avons dû recourir à un procédé photographique combiné avec un traitement thermique ultérieur qui laissait l'image en forme d'un dépôt composé essentiellement par du charbon sur la surface d'une plaque d'aluminium oxydé.

Nous avons été amenés à utiliser des clichés de photos aériennes, ce genre de photographie donnant le nombre de détails suffisant pour le but recherché.

Pour les besoins de l'analyse quantitative, nous avons développé en même temps une mire de séparation qui permet de mesurer la définition

(1) Communication faite le 7 juillet 1945 en séance publique commune de la *Société française des Electriciens* et de la *Société des Radioélectriciens.*

sous n'importe quel angle et de se rendre compte des variations de la finesse s'il en existe, aux divers endroits de l'image.

Le tube analyseur muni de ces images fixes était l'outillage qui servait et qui sert encore pour la mise au point de canons électroniques destinés aux autres tubes analyseurs, et des systèmes de déviation pour les tubes d'analyse ou de reproduction.

II. — **Oscillographes cathodiques.**

Il était également nécessaire, dès le début, de développer des oscillographes cathodiques dont la finesse permet la reproduction des trames d'un nombre de lignes extrêmement élevé.

Les conditions de fonctionnement d'un tel tube sont des plus sévères. Bien que le courant de faisceau moyen soit pour des tensions d'accélération habituelles de l'ordre de 50 à 100 μA (courant nécessaire pour obtenir l'éclairement moyen de l'ordre de 50 lux sur un écran de 700 cm² environ), le diamètre du spot ne doit pas dépasser 0,2 mm si des images analysées à l'aide de plus de 1.000 lignes par trame sont envisagées.

Le problème du canon électronique d'un oscillographe cathodique consiste d'abord en la formation d'une section de croisement très étroite dans la proximité immédiate de la cathode à l'aide d'une lentille d'immersion formée par la cathode, l'électrode de modulation et la première électrode d'accélération.

Il consiste ensuite en la projection de l'image de cette section de croisement considérée comme objet, sur l'écran fluorescent, à l'aide d'une lentille magnétique ou électrique.

La section du premier croisement, une fois le courant de faisceau donné, est déterminée par la distribution maxwellienne des vitesses de sortie des électrons, et par les aberrations de la lentille d'immersion.

Nous avons pu obtenir une section suffisamment étroite en augmentant le plus possible le gradient de potentiel dans la proximité immédiate de la cathode.

L'image de cette section est habituellement une image agrandie en raison de la position de la deuxième lentille qui se trouve, pour des raisons d'économie de déviation du faisceau, plus près de la cathode que de l'écran.

En ce qui concerne la deuxième lentille, nous nous sommes efforcé de tenir la section du faisceau à l'entrée de la lentille la plus faible possible et construire la lentille de telle sorte que ces aberrations n'augmentent pas d'une façon superflue le diamètre du spot sur l'écran.

Par la suite, deux modèles différents d'oscillographes cathodiques ont été développés.

Le premier est un tube à concentration magnétique (fig. 2). La lentille de projection est magnétique ; elle est constituée par une bobine blindée. La distance de cette bobine de la cathode a été choisie de telle sorte que le diamètre du spot sur l'écran soit un minimum. Ce résultat est un compromis entre le grandissement optique et les aberrations de la lentille ; il explique la longueur relative du col de ce modèle.

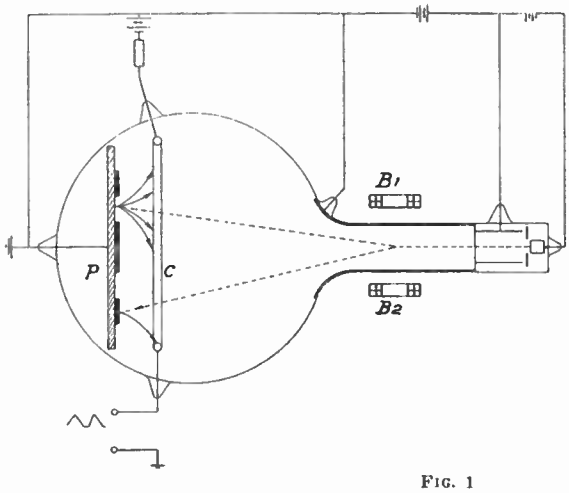
Le deuxième modèle utilise une lentille électrostatique pour la projection de la section de croisement.

Cette lentille à grande ouverture n'apporte aucun défaut optique supplémentaire et permet la construction des tubes qui sont utilisables pour un nombre de lignes plus élevé que 1.000, sans que les dimensions de l'oscillographe sortent de l'ordinaire.

III. — **Amplificateurs.**

Une propriété commune de tous les analyseurs électroniques à haute définition est que le niveau de sortie du signal utile est trop faible pour pouvoir moduler directement les tubes de vision. La raison de cette restriction est la faiblesse relative des courants photoélectriques et la valeur peu élevée de l'impédance de sortie qui ne peut pas être augmentée au delà d'une certaine limite sans porter préjudice au nombre des détails transmis.

Le gain des amplificateurs destinés à combler les différences des niveaux en question, est de l'ordre de 90 à 100 db. Leur réponse doit être



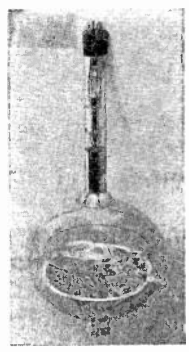


FIG. 1

telle que l'image reproduite sur l'écran fluorescent ne présente aucune distorsion supplémentaire due à l'existence des amplificateurs.

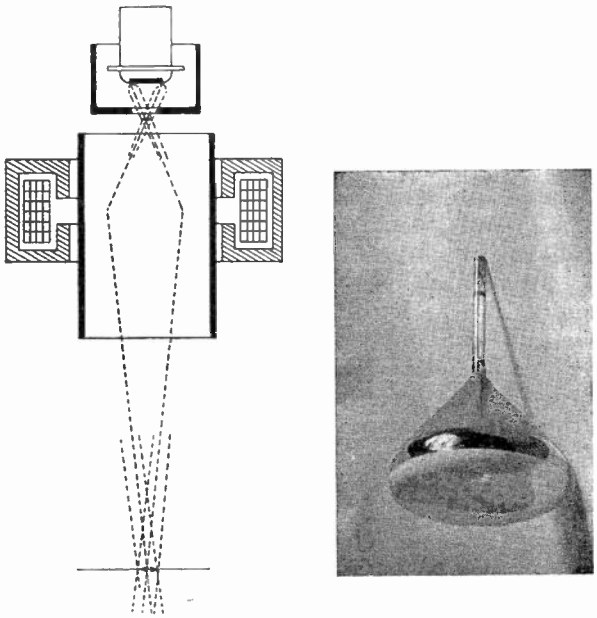


FIG. 2

Cette condition primordiale doit être satisfaite pour des raisons d'économie de telle sorte que l'amplification de chaque étage atteigne le maximum compatible avec cet énoncé.

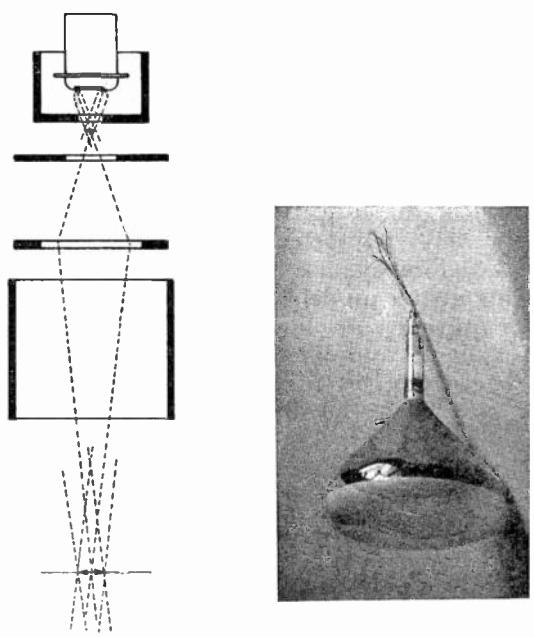


FIG. 3

Un amplificateur, comme n'importe quel système de transmission, peut être décrit de deux façons différentes.

On le définit habituellement par sa réponse en amplitude et en phase en régime entretenu.

Ses propriétés sont aussi entièrement déterminées par sa réponse transitoire, c'est-à-dire par sa réponse correspondant à une tension d'entrée représentée par un saut instantané de tension.

Nous nous servirons alternativement d'une définition, ou de l'autre suivant le cas, que nous analysions la bande occupée par le signal, ou les distorsions de l'image transmise.

Comme point de départ pour la recherche des caractéristiques des amplificateurs, nous utiliserons le fait que chaque système de télévision peut être représenté comme la mise en série de trois éléments principaux (fig. 4).

Un premier filtre (F_a) tient compte des limitations apportées par les dimensions géométriques du faisceau analyseur. Il en est de même (F_r) en ce qui concerne les distorsions d'ouverture de l'oscillographe de vision. Entre ces deux filtres qui forment les extrémités de la chaîne de transmission, se trouvent placés tous les amplificateurs.

Leur réponse doit être déterminée de telle façon que l'application d'un saut de tension à l'entrée de cette chaîne de quadripôles résulte en une réponse transitoire qui ne présente aucune surtension et dont la durée de transition est correspondante à la finesse d'image, que l'analyseur est capable de résoudre et l'oscillographe de vision de reproduire.

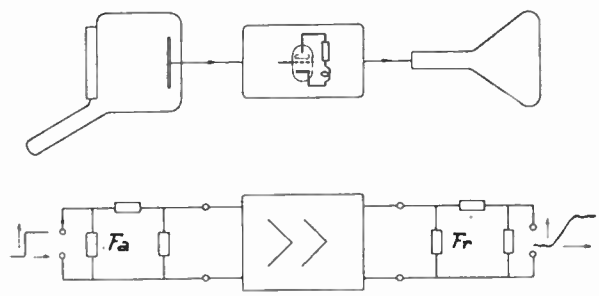


FIG. 4

L'atténuation apportée par les dimensions finies des faisceaux de l'analyseur et de l'appareil de reproduction peut être représentée par la fonction de la forme

$$T(f) = \frac{\sin \pi \dfrac{f}{f_{max}}}{\pi \dfrac{f}{f_{max}}},$$

si l'on considère uniquement la reproduction des détails verticaux.

Cette atténuation, appelée « distorsion d'ouverture », n'influence que les amplitudes des composantes d'image. Elle ne provoque aucune distorsion de phase.

Les caractéristiques des filtres d'entrée et de sortie étant déterminées, il reste à chercher quelle doit être la courbe de transmission de la chaîne en régime entretenu.

Une réponse constante entre les fréquences O et une certaine fréquence limite ω_0 (fig. 5) n'est pas satisfaisante, comme on peut s'en rendre compte à l'aide de l'intégrale de Fourier. La réponse transitoire correspondante est

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\omega_0}^{+\omega_0} \frac{\varepsilon^{j\omega t}}{\omega} d\omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \operatorname{Si} \omega_0 t.$$

La transition proprement dite est suivie par une oscillation amortie, ce qui correspond sur l'image télévisée à des images multiples semblables à celles qui peuvent provenir des effets d'écho.

Si l'on ne perd pas de vue qu'une telle courbe de transmission ne peut pas être réalisée sans qu'une distorsion de phase très notable n'arrive à l'extrémité de la bande, on doit convenir que cette forme de courbe de transmission est certainement non satisfaisante.

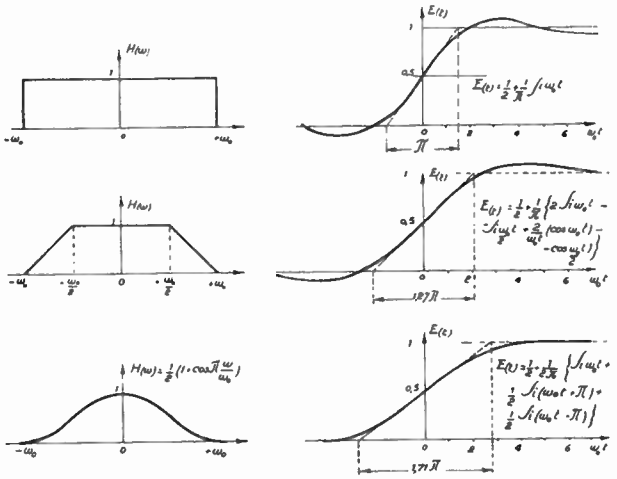


FIG. 5

Une atténuation linéaire qui prend son départ au milieu de la bande, n'apporte pas une amélioration notable de cette situation. La réponse transitoire se calcule en ce cas

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\left[\int_{-\omega_0}^{-\frac{\omega_0}{2}} \frac{\omega + \omega_0}{\frac{\omega_0}{2}} \frac{\varepsilon^{j\omega t}}{\omega} d\omega + \int_{-\frac{\omega_0}{2}}^{+\frac{\omega_0}{2}} \frac{\varepsilon^{j\omega t}}{\omega} d\omega + \int_{\frac{\omega_0}{2}}^{\omega_0} \frac{\omega_0 - \omega}{\frac{\omega_0}{2}} \frac{\varepsilon^{j\omega t}}{\omega} d\omega\right]$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\left[2\,\mathrm{Si}\,\omega_0 t - \mathrm{Si}\,\frac{\omega_0}{2} t + \frac{2}{\omega_0 t}\left(\cos\omega_0 t - \cos\frac{\omega_0}{2} t\right)\right].$$

La transition est suivie par une surtension apériodiquement décroissante, ce qui équivaut à une déformation caractéristique connue sous le nom de « relief d'image ».

La seule courbe de transmission de l'appareillage totale qui résulte en une réponse transitoire, sans aucune surtension, est une fonction harmonique, laquelle peut être représentée par

$$H(\omega) = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\frac{\omega}{\omega_0}\pi\right).$$

La réponse transitoire devient en ce cas

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{-\omega_0}^{+\omega_0} \frac{\varepsilon^{j\omega t}}{\omega} \frac{1}{2}\left(1 + \cos\pi\frac{\omega}{\omega_0}\right) d\omega,$$

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\left[\mathrm{Si}\,\omega_0 t + \frac{1}{2}\mathrm{Si}\,\omega_0(t+\pi) + \frac{1}{2}\mathrm{Si}\,\omega_0(t-\pi)\right].$$

La réponse transitoire d'un tel système est entièrement dépourvue des oscillations superposées ainsi que l'indique la quadrature de l'intégrale de FOURIER.

Nous n'avons pas tenu compte dans ce qui précède, de la distorsion de phase qui peut être tenue, dans les cas 2 et 3, dans des limites n'influençant d'aucune façon la courbe de transition.

En connaissant la courbe de transmission recherchée, valable pour l'ensemble des trois quadripôles, il est aisé de déterminer la réponse de l'amplificateur, compte tenu que sa transmission doit être égale au rapport de la transmission de l'ensemble et de la transmission des filtres d'entrée et de sortie. C'est une courbe qui décroît d'abord lentement et ensuite plus rapidement, jusqu'à l'extrémité de la bande de transmission comme indiqué par la figure 6.

L'expérience a pu vérifier ce résultat.

L'amplificateur reliant le monoscope à l'oscillographe a été construit de telle façon, que sa

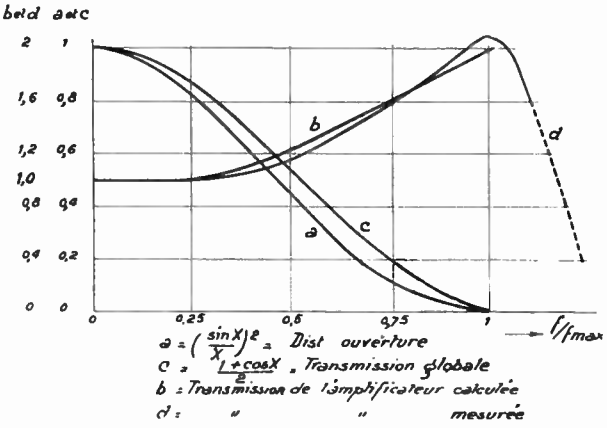


FIG. 6

réponse tracée sur la même figure corresponde de très près à la courbe calculée. Il donnait entière satisfaction. Ses caractéristiques ont pu être définitivement conservées.

La réalisation d'un tel amplificateur ne présente pas de difficultés particulières, tout en utilisant les structures devenues classiques pour la construction des étages des amplificateurs à large bande, dans le cas où l'on dispose d'un nombre suffisant d'étages pour pouvoir réaliser les corrections nécessaires.

IV. — **Bases de temps.**

Nous étions amenés par la suite à construire le générateur des signaux de synchronisation de l'ensemble de telle façon qu'il puisse permettre une variation rapide du nombre de lignes d'analyse ainsi que le nombre de trames entrelacées formant une image complète.

Nous avons utilisé deux modèles différents : une base de temps électronique et une deuxième mécanique.

La base de temps électronique se compose d'un diviseur de fréquences de quatre étages, formé par des oscillateurs à relaxation. La fréquence la

plus basse étant en permanence égale à celle du secteur d'alimentation.

En cas de différence de ces deux fréquences, l'écart de phase résultant engendre à travers un discriminateur une tension régulatrice agissant sur le maître-oscillateur, assurant ainsi, si certaines conditions de stabilité sont satisfaites, que la fréquence d'image est en permanence identique à celle du secteur, et que la fréquence des lignes est invariablement liée à celle des images.

L'avantage de cet appareil réside dans sa grande flexibilité par le simple changement des rapports de démultiplication.

Parallèlement avec le développement de cette base de temps, nous avons construit un générateur synchrone rotatif dont la stabilité dans le temps, même en cas de durée de fonctionnement extrêmement élevée, est parfaite, car le synchronisme avec le secteur est automatiquement assuré par l'entraînement.

V. — Choix du nombre des lignes.

A partir du moment où nous avons pu disposer d'un ensemble de télévision à nombre de lignes facilement variable, nous avons pu commencer d'élucider la question principale de cette étude, qui peut être formulée de la façon suivante : quel est le nombre minima des lignes d'analyse, suffisant pour satisfaire entièrement l'œil du spectateur ?

Nous sommes partis dans cette voie en nous basant sur une hypothèse vérifiée depuis par de nombreux essais.

Il est illusoire d'assigner au spectateur une certaine distance entre l'écran lumineux et l'observateur. Celui-ci se place, dès qu'il le peut, automatiquement à une telle distance de l'écran qu'il reçoit le maximum de l'information à l'aide de l'image.

Si le nombre de détails contenus dans cette dernière est supérieur au nombre qu'il peut apercevoir d'une certaine distance, il s'approchera, jusqu'au moment où il distingue tous les détails, ou jusqu'à ce qu'il commence à perdre de vue les bords de l'image.

Le spectateur recevra par conséquent le maximum d'information, pour un minimum de difficultés de transmission, au cas où la finesse de l'image est telle, que les détails les plus fins correspondent à l'acuité visuelle, sous la condition que les bords de l'image restent encore dans son champ visuel.

Le nombre maxima des détails que l'œil du spectateur peut enregistrer à la fois, dépend de l'angle d'ouverture du champ visuel et de l'acuité visuelle.

Une image contenant moins de détails permet au spectateur de se rendre compte des imperfections de l'appareillage. Une image plus fine ne présente pas plus de valeur d'information simultanée, en dépit des moyens plus perfectionnés mis en jeu, le spectateur soucieux d'observer en permanence toute la surface animée ne pouvant pas distinguer les détails devenus trop fins.

Dans le cas où l'image contient le maximum d'informations simultanée, la structure linéaire devient aussi imperceptible pour l'œil du spectateur, les détails les plus fins d'une image télévisée étant $\backsimeq$ 40 % plus grands que la hauteur d'une ligne d'analyse, en supposant l'identité de la finesse des détails en sens horizontal et vertical.

En sens horizontal, l'angle de vision à l'intérieur duquel nous sommes capables de concentrer simultanément notre attention est de l'ordre de 40°. L'acuité visuelle est en moyenne de l'ordre de 2'.

Un calcul simple montre que, dans ces conditions, le détail le plus fin que l'œil humain puisse encore distinguer, tout en observant la totalité de l'image, est de 1/1000e de la hauteur de l'image, si les proportions de celle-ci, comme c'est presque toujours le cas, sont 4 : 3.

Les essais destinés à vérifier cette hypothèse étaient par conséquent groupés autour d'une analyse de 1.000 lignes pour chaque trame complète, le nombre de lignes pouvant varier entre 441 et 1575. L'analyse était effectuée à l'aide des trames successives identiques, ou en entrelacé de deux ou de trois trames.

La fréquence de la répétition des trames était toujours de 50:s, et la luminosité de l'écran dont les dimensions étaient 25 × 30 cm, était en moyenne de 75 lux.

Les spectateurs ont eu la faculté de se placer à une distance quelconque de l'image. Les sujets transmis étaient variés, des prises de vue de premier plan, des groupes de personnes, ou des vues extérieures, prises à travers la fenêtre au laboratoire.

Le but des essais n'était pas connu aux spectateurs habitués à regarder les images télévisées. On a retenu de leur jugement concernant la qualité d'image la perception de la structure linéaire, et l'on a noté à leur insu la distance de vision. Cette dernière était en tous les cas (il s'agissait d'une dizaine d'observateurs) supérieure à 40 cm. Elle était comprise entre 40 et 60 cm, ce qui correspond à un angle d'observation qui varie entre 40 et 30°.

Le nombre de détails maxima qu'ils pouvaient ainsi distinguer a été déterminé à l'aide de la mire de séparation.

Le tableau suivant groupe les résultats de ces essais.

Nombre des lignes	400	441	750	721	721
Trames entrelacées	1	2	1	2	3
Structure horizontale ...	vis.	vis.	vis.	vis.	vis.
Effet stroboscopique	—	vis.	—	vis.	vis.
Nombre des lignes	1160	1015	1015	1575	1575
Trames entrelacées	1	2	3	1	2
Structure horizontale ...	inv.	inv.	vis.	inv.	inv.
Effet stroboscopique	—	inv.	vis.	—	inv.

Il résultait de ces essais que la structure linéaire de l'image disparaît pour un observateur choisissant librement sa place devant l'écran lumineux à partir d'à peu près 1.000 lignes d'analyse, même en cas d'utilisation de l'entrelacée de deux trames.

L'utilisation d'une entrelacée d'ordre supérieur nécessite l'augmentation du nombre de lignes d'analyse, en raison de l'effet stroboscopique.

Celui-ci devient imperceptible en même temps que la structure linéaire des trames entrelacées disparaît.

Il semble donc qu'il n'y ait de nécessité d'augmenter le nombre de lignes d'analyse, sensiblement au-dessus de 1.000 lignes par image complète, si l'ordre de l'entrelacée ne dépasse pas 2.

Nous pensons qu'il s'agit là d'une limite fixée par l'acuité visuelle et la nécessité ne se présentera pas d'envisager une augmentation ultérieure du nombre de lignes d'analyse, tandis qu'il s'agira de la transmission des images dont le seul but est de procurer une distraction au spectateur pendant des durées assez longues et sans créer aucune fatigue de sa part.

Nous avons dû faire une observation importante au cours de ces essais, en ce qui concerne le souffle. Nous avons remarqué que le souffle de l'image est d'autant plus gênant que la vitesse linéaire du faisceau traçant l'image est plus élevée, toutes les autres conditions de fonctionnement, largeur de bande, éclairement, format d'image, etc., étant inchangées.

La raison de ce phénomène est que la structure électrique du souffle est entièrement déterminée par la bande passante de l'amplificateur. Les grains noirs sur l'image qui représentent la partie la plus visible de ces fluctuations sont par conséquent d'autant plus longs, que la vitesse de déplacement du faisceau est plus élevée.

Quatre mesures comparatives ont été faites pour assurer le contrôle de cette observation, correspondant au tableau suivant, qui indique le nombre de lignes d'analyse, l'ordre de l'entrelacée et la fréquence de lignes correspondante. Cette dernière est proportionnelle à la vitesse du faisceau de l'analyse.

Nombre des lignes	441	721	945	1 575
Ordre d'entrelacé	1 : 1	1 : 1	1 : 2	1 : 2
Fréquence de lignes	22 050	36 050	23 625	39 375

Nous avons constaté que les images analysées à l'aide de 441 lignes (analyse non entrelacée) et 945 lignes (analyse par deux trames entrelacées) présentaient la même finesse du souffle et les détails en sens vertical, l'amplificateur utilisé étant inchangé.

Les images analysées à l'aide de 721 lignes non entrelacées, et 1.575 lignes en entrelacée double, présentaient entre elles aussi un souffle identique, mais le grain de ce souffle était nettement plus gros que dans le cas de l'analyse à 441 et 945 lignes.

Nous avons dû déduire de ces observations que l'augmentation de l'importance du souffle avec la vitesse relative de l'analyse est une réalité qui oblige d'adopter l'analyse entrelacée chaque fois que le souffle tend à masquer les détails les plus fins, ce qui est très souvent le cas quand il s'agit des prises de vues en lumière artificielle.

Il semble donc qu'une analyse en 1.000 lignes en utilisant une entrelacée de deux trames successives représente les conditions d'analyse optima, compte tenu des diverses limitations que nous venons d'énumérer.

Une augmentation du nombre de lignes d'analyse au-dessus de cette limite paraît superflue, l'acuité visuelle du spectateur ne lui permettant pas de profiter de la qualité accrue de l'image. Un nombre de lignes d'analyse sensiblement inférieur à ce chiffre fera apparaître la structure horizontale gênante et l'effet stroboscopique de l'analyse entrelacée.

L'analyse non entrelacée doit être écartée en raison de la croissance des grains du souffle. Une entrelacée de l'ordre supérieur fera réapparaître la structure horizontale, ou nécessitera l'emploi du nombre de lignes d'analyse, qui ne sera pas justifiable par l'acuité visuelle normale.

Pour des raisons de facilité de fabrication du générateur mécanique de synchronisation, nous avons définitivement adopté 1.015 lignes formant en entrelacée de deux trames une image complète, qui se répète vingt-cinq fois à la seconde.

VI. — **Iconoscopes à haute définition.**

Parallèlement avec ces essais, nous avons pu procéder au remplacement des monoscopes par des analyseurs du type « iconoscope ».

Le pouvoir de résolution de cet appareil a dû être augmenté à une limite correspondante au nombre de lignes d'analyse envisagé.

La finesse des détails qu'un tel appareil est susceptible de transmettre dépend de divers facteurs dont les deux principaux sont : la section du faisceau analysant la mosaïque photo-sensible et la structure physique de cette dernière.

Les mesures effectuées avec des canons utilisés dans les monoscopes ont permis de constater que la finesse du spot est suffisante même si l'on utilise des courants du faisceau de quelques microampères. On a donc pu les adopter sans aucun changement.

La mosaïque photo-sensible est composée par une multitude de grains d'argent déposés sur une couche isolante, la surface de cet ensemble étant plus ou moins recouverte par un dépôt extrêmement mince de cæsium et d'argent. La définition limite qu'un pareil analyseur est capable de fournir dépend essentiellement de l'isolement des grains individuels entre eux.

Le dépôt de cæsium-argent tend à former, en cas d'excès, des ponts réunissant plusieurs grains en un seul ilôt photo-sensible. Il est évident que les détails transmis ne peuvent être en aucun cas plus petits que la grandeur de ces structures.

On a pu arriver par un traitement mécanique et thermique à obtenir un isolement suffisant des grains, tout en conservant la sensibilité photo-électrique habituelle de ces surfaces.

En cas d'utilisation de l'oxyde d'aluminium comme support à la place du mica devenu introuvable, le traitement mécanique s'avérait comme superflu.

Pour former un ensemble compact de prises de vues, l'iconoscope a été monté dans une caméra contenant en plus un viseur électronique formé par un oscillographe cathodique, dont la modulation est assurée par l'amplificateur central. L'ensemble de déviation de l'iconoscope et le viseur électronique ainsi que le préamplificateur sont enfermés dans la caméra.

Les figures 7 et 8 montrent l'aspect extérieur de la caméra de prises de vues et de l'amplificateur central, y compris la base de temps.

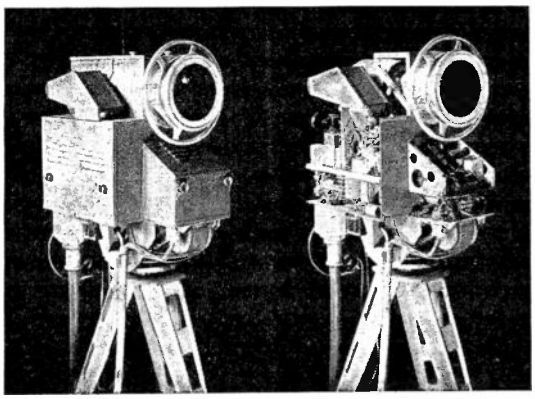


FIG. 7

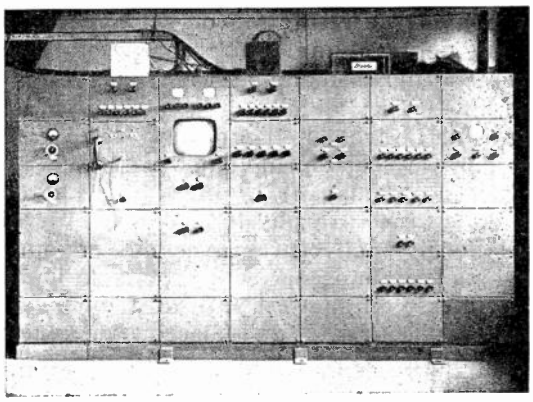


FIG. 8

VII. — **Transmission sans fil. L'émetteur.**

Avant de pouvoir juger définitivement de la possibilité d'utilisation d'un nombre de lignes d'analyse tellement élevé, il a fallu élucider la question de transmission et réception.

Deux groupes de questions se posent, concernant ce problème :

a) L'émetteur et son antenne ;

b) Le récepteur.

Le but final de cette partie de notre étude était de déterminer la structure électrique et le prix de revient d'un récepteur à 1.000 lignes.

Nous avons essayé de résoudre les questions concernant l'émetteur et sa modulation seulement dans les limites qui étaient indispensables pour la poursuite de ce but.

Nous avons pensé que le développement, que la technique de l'émission a pris depuis le début de la guerre, dont les résultats, aujourd'hui encore en majeure partie inaccessibles, pourront être mis au service de la télévision, sera tel, que le problème de l'émission pourra être considéré comme résolu.

La variable, qui influence le plus fortement la construction d'un ensemble de transmission sans fil, est sans doute la fréquence de l'onde porteuse. Celle-ci pouvait être choisie pour nos essais librement à partir de 40 Mc.

Nous nous sommes décidés d'utiliser pour l'émetteur d'essais, la fréquence de 145 Mc pour les raisons suivantes :

La propagation, en ce qui concerne les régions de « visibilité directe », n'est pas trop différente de celle de 46 Mc utilisée couramment pour la télévision à 441 lignes.

La structure des antennes directives éventuellement nécessaires peut être maintenue en cas d'emploi de ces fréquences peu encombrante.

La puissance disponible à cette fréquence est encore assez considérable. Elle permet enfin l'utilisation des montages classiques des étages de haute fréquence du récepteur.

Comme il est bien connu, la puissance de crête d'un émetteur de télévision, modulée par les procédés classiques, est limitée par le temps de transition noir-blanc admissible, en première approximation indépendamment de la fréquence de l'onde porteuse.

La constante de temps (τ) de la réponse transitoire de l'étage est liée à l'impédance de charge (R) du circuit final par la relation (fig. 9).

$$R = \frac{\tau}{2C}.$$

Un calcul simple montre que l'impédance de sortie R doit être inférieure à 1.000 Ω, en cas de transmission d'une image analysée par 1.000 lignes, même si la capacité du circuit accordé ne dépasse pas la valeur d'une dizaine de centimètres.

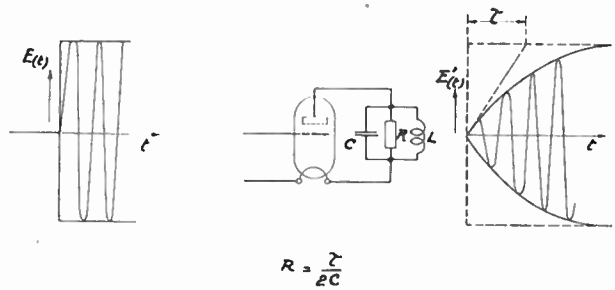


FIG. 9

Les procédés de modulation classiques ne peuvent pas être envisagés, par conséquent, sans entraîner une limitation exagérée de la puissance de crête. La diminution de la capacité de sortie peut être tentée par la construction des tubes d'émission spéciaux où le couplage du faisceau modulé au circuit final est purement électronique.

Les lampes d'émission de ce genre n'étant pas à notre disposition, nous avons dû adopter un autre procédé de modulation qui consiste à varier l'amplitude du signal par l'absorption de l'énergie non destinée à être rayonnée par l'antenne.

L'émetteur de modulation par absorption (Parker, *Proc. A. J. R. E.*, 1938, p. 8) se compose d'un étage final fournissant en permanence la puissance maximum. Cet étage est couplé à l'antenne de l'émission par des moyens habituels qui sont les lignes à haute fréquence (fig. 10).

La puissance rayonnée par l'antenne est modulée par la mise en parallèle d'une résistance variable, entre les points A et B. Celle-ci est formée par la résistance intérieure de deux triodes, transformée par inversion à l'aide d'une ligne d'un quart de longueur d'onde.

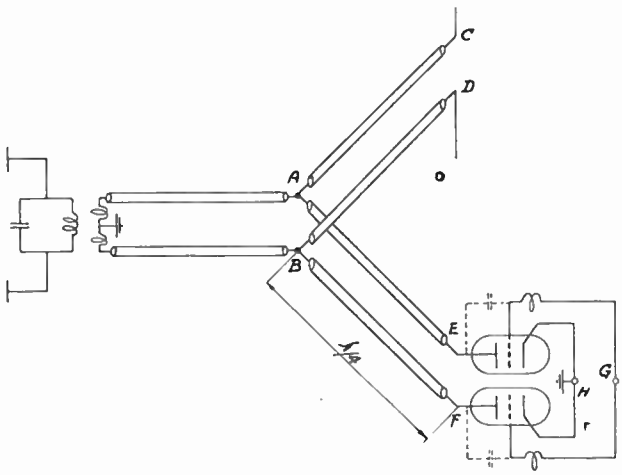


FIG. 10

La tension de modulation est amenée sur les grilles des triodes entre les points G et H.

Le fonctionnement de l'ensemble est le suivant : les grilles étant polarisées fortement en sens négatif, la résistance terminale de la ligne d'inversion entre les points E et F devient extrêmement élevée. Elle correspond aux pertes de rayonnement de la ligne et aux pertes dans les isolateurs.

La résistance mise en parallèle entre les points A et B avec l'alimentation de l'antenne devient donc extrêmement faible ; la puissance rayonnée de l'antenne tend vers zéro.

En cas contraire, quand les grilles des triodes d'absorption sont ouvertes, la résistance de fermeture de la ligne de transformation devient très faible ; la résistance transformée monte à des valeurs très élevées ; la puissance fournie par le circuit oscillant est rayonnée par l'antenne en sa totalité.

En cas d'intermédiaire, les triodes modulatrices dissipent l'énergie non destinée à être rayonnée.

L'avantage de ce procédé de modulation consiste en ce que la bande de modulation peut être choisie extrêmement large. La constante de temps de l'étage final ne subit aucune limitation du fait de la modulation.

La puissance de crête fournie par l'émetteur est le maximum compatible avec la fréquence porteuse choisie.

L'obstacle principal de l'utilisation de ce procédé est le modulateur haute fréquence, dont la résistance intérieure doit être suffisamment faible pour pouvoir représenter un court-circuit pour la ligne de transformation.

Nous avons pu trouver une solution satisfaisante par l'emploi des triodes modulatrices comme simples diodes, en ce qui concerne la haute fréquence, en introduisant des inductances d'une valeur convenable dans le circuit de grilles. En raison du couplage capacitif existant entre la plaque et la grille, la tension de grille est sensiblement identique à celle de la plaque, en ce qui concerne la fréquence porteuse. La résistance intérieure formée par l'espace anode-cathode se trouve de ce fait sensiblement diminuée. Les grilles de commande peuvent être utilisées pour amener la modulation en vidéo-fréquence.

Les mêmes types de lampes ont été utilisés dans l'étage final et dans le modulateur. La puissance de crête correspondant au blanc d'image était de l'ordre de 200 W, le taux de modulation de l'image limité par les pertes et le rayonnement du transformateur d'inversion, était de l'ordre de 70 %.

La porteuse résiduelle a été modulée d'une façon classique par les signaux de synchronisation.

VIII. — **Antenne.**

La courbe de transmission des antennes simples, de structure sensiblement linéaire, est trop étroite pour être utilisée jusqu'aux extrémités de la bande de transmission.

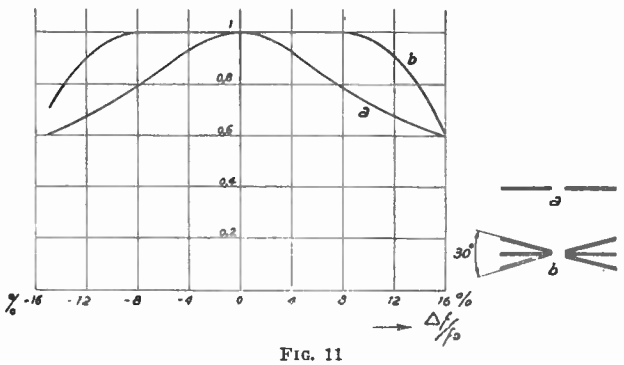


FIG. 11

Un élargissement sensible de la bande passante a pu être obtenu par le changement du rapport $\frac{L}{C}$ de l'antenne, en disposant plusieurs conducteurs appartenant au même dipôle sur une surface conique, ainsi qu'il a été proposé déjà antérieurement pour des antennes d'émission à large bande.

La figure 11, qui représente le courant de l'antenne en fonction du désaccord relatif, indique l'amélioration obtenue par ce procédé.

IX. — Modulateur basse fréquence.

L'amplificateur basse fréquence, destiné à engendrer la tension de modulation aux bornes des triodes d'absorption, est susceptible de délivrer une tension de 300 V de crête à crête. Quant à ses caractéristiques, le gain est uniforme dans tout le domaine de la transmission, sans distorsion de phase notable.

Nous avons été amenés à utiliser au cours de la construction de cet appareil, des combinaisons dites à « impédance constante » (1), dont l'emploi, dans les amplificateurs de puissance, présente des avantages indéniables.

Comme il est bien connu, certaines combinaisons des capacités, résistances et inductivités ont la propriété de représenter une impédance constante et ohmique indépendamment de la fréquence. En cas de la structure représentée par la figure 12, la condition nécessaire et suffisante pour que $Z = \text{const} = R$ est

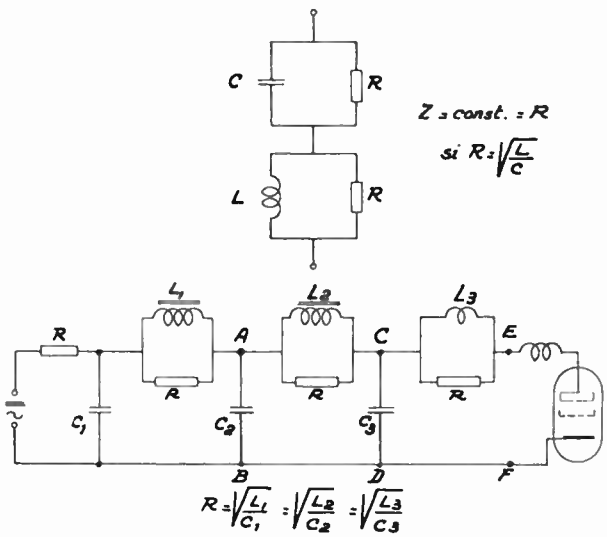


FIG. 12

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Partant de ce fait, la chaîne d'alimentation des étages de puissance incorporant les éléments indispensables servant à l'élimination des fluctuations de la tension redressée était construite de telle façon que la source d'alimentation, vue du côté de l'utilisation, représente une impédance constante.

Ce procédé a été utilisé pour remplacer par cette résistance ohmique apparente, la résistance de charge de l'étage final.

Deux avantages importants résultent de la substitution : le premier consiste en ce que les résistances formant les composantes ohmiques peuvent conserver des dimensions réduites, parce qu'aucune chute de tension provenant du courant de repos de l'étage de puissance n'apparaît à leurs bornes. Les dimensions de ces éléments de construction peuvent rester relativement faibles, leurs inductances et capacités proportionnellement réduites.

Le deuxième avantage est que la capacité de terminaison de la chaîne de filtrage peut avoir des valeurs sensiblement inférieures à celles qui seront nécessaires pour transmettre sans déformation les composantes les plus basses de l'image.

X. — Transmission à une bande latérale partiellement supprimée.

Il est évident que le nombre de lampes d'un châssis de récepteur de télévision peut être sensiblement diminué si la largeur de la bande nécessaire à la transmission correcte d'une image peut être réduite.

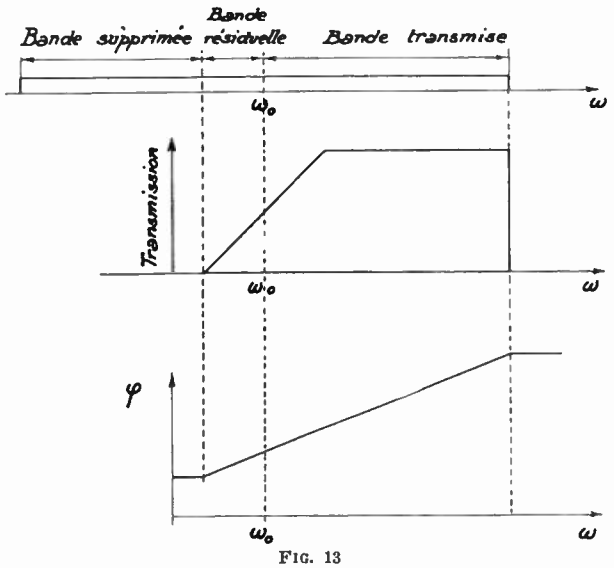


FIG. 13

Si tel est le cas des récepteurs à 450 lignes, il en est de même à plus forte raison pour des récepteurs à 1.000 lignes, compte tenu du fait que l'amplification par étage est inversement proportionnelle à la largeur de bande totale transmise.

Les caractéristiques d'un filtre de suppression nécessaires pour la transmission correcte d'une image télévisée sont bien connues (2). Elles sont représentées d'une façon schématique par la figure 13.

L'atténuation du filtre ne doit pas varier dans le voisinage du courant porteur ($\omega = \omega_0$) d'une façon brusque. Une courbe de transmission formée par une ligne droite inclinée est la caractéristique idéale, pour cette partie du domaine de transmission, qui doit rester uniforme partout ailleurs à l'intérieur de la bande transmise.

L'atténuation du courant porteur doit être égale à 6 db, la distorsion de phase négligeable à l'intérieur de la bande passante, et principalement dans le voisinage du courant porteur.

(1) BLUMLEIN, BROWNE, DAVIS, GREEN, *Journ. of the Inst. of El Eng.*, 1938, p. 784.

(2) NYQUIST, *Transact A. I. E. E.*, 1928, p. 617-644.

On remarquera que dans l'émetteur à modulation par absorption, le filtre doit être branché dans la ligne d'alimentation de l'antenne. Une condition supplémentaire résulte de ce fait, qui exige que l'impédance de l'entrée du filtre soit constante et ohmique dans la bande de transmission ainsi que dans la bande de suppression.

Il est évident que les filtres de structure classique ne peuvent pas satisfaire à cette condition, leur impédance d'entrée étant imaginaire dans les domaines où l'atténuation est élevée.

La structure du filtre utilisé dans l'émetteur d'essai a été déterminée en partant du fait que l'impédance commune d'entrée de deux cellules de filtres du type « k » mis en parallèle et fermées chacune par la même résistance ohmique, est constante si les impédances séries et parallèles formant les deux cellules sont interverties, comme indiqué par la figure 14. En ce cas, l'impédance d'entrée se calcule

$$Z_{A-B} = R, \qquad \text{si } R = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{Z}} = \sqrt{\frac{k}{2}}.$$

La figure 14 indique schématiquement quelques impédances type formées par des éléments localisés, ainsi que quelques impédances formées par des tronçons de lignes coaxiales qui peuvent être utilisées en remplacement de ces premiers, à condition que la longueur électrique des tronçons utilisés soit la même pour tous les éléments. La

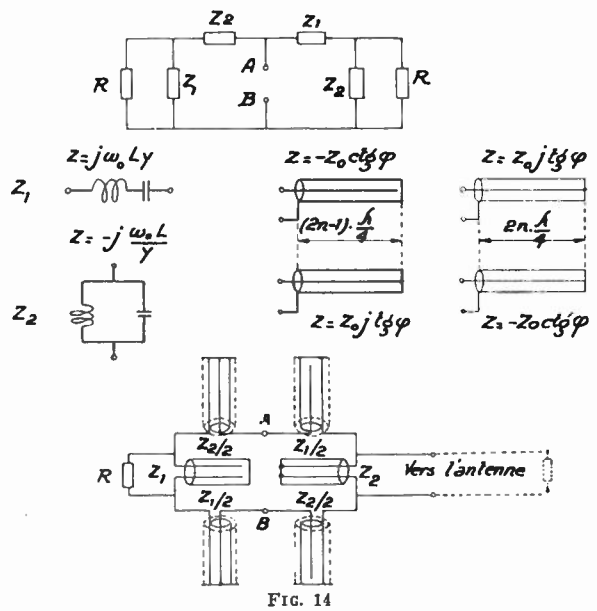


Fig. 14

même figure indique la structure définitivement adoptée.

La courbe de transmission mesurée sur le filtre exécuté est représentée par la figure 15.

La comparaison de l'image transmise par l'émetteur et de l'image à l'entrée du modulateur a permis de constater qu'il n'existe aucune différence entre les deux, et que la transmission peut être effectuée dans les conditions précitées, tout en supprimant la majeure partie de l'une des bandes latérales.

L'étude théorique de la réponse transitoire d'un système analogue montre que la durée de transition se trouve inadmissiblement ralentie au cas où le taux de modulation s'approche de l'unité.

D'après ce qui précède, le contenu d'image ne peut provoquer un taux de modulation supérieur à 70 % ; le niveau inférieur de l'onde porteuse est uniquement occupé par les signaux de synchronisation. Pour ces derniers, une plus grande tolérance de la raideur du front de la réponse transitoire semble être admissible. Ceci permet d'envisager le procédé d'émission à une bande partiellement supprimée comme techniquement utilisable pour des images de 1.000 lignes télévisées.

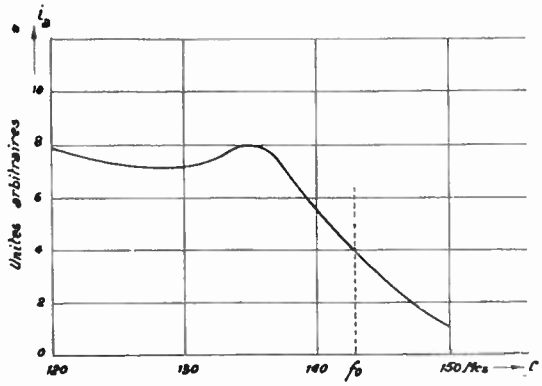


Fig. 15

XII. — **Récepteur.**

Le récepteur utilisé pour les essais de transmission était du type classique. Il consistait en un étage de changement de fréquences à l'aide d'une penthode à grande pente et d'une oscillatrice séparée, suivi par des étages d'amplification à fréquence intermédiaire, d'un étage de détection et des étages de basse fréquence. Sa sensibilité était de l'ordre de 1 mV.

L'antenne utilisée était d'abord semblable à celle d'émission. Il apparut dès les premiers essais que les ondes réfléchies par des bâtiments environnants arrivant avec des retards plus ou moins considérables, empêchent la transmission correcte.

N'ayant pas eu la possibilité de changer l'emplacement ni de l'émetteur ni du récepteur, nous avions entouré l'antenne de réception par un miroir parabolique. Cette mesure a donné entière satisfaction et a permis de constater qu'un rétrécissement de la bande de l'antenne n'était pas perceptible, bien que le miroir parabolique ait été formé par des dipôles individuels d'une demi-longueur d'onde.

L'emploi des signaux de synchronisation habituels, dans lesquels l'intervalle séparant la dernière impulsion de synchronisation horizontale de l'impulsion servant à la synchronisation verticale est inférieur à la durée d'une demi-ligne, n'a pas été envisagé en raison de la complication des circuits destinés à séparer ces deux sortes d'impulsions, espacées seulement de 25 μs.

Nous avons modifié le signal de telle façon que l'intervalle devienne sensiblement supérieur à la durée d'une demi-ligne tout en conservant la qua-

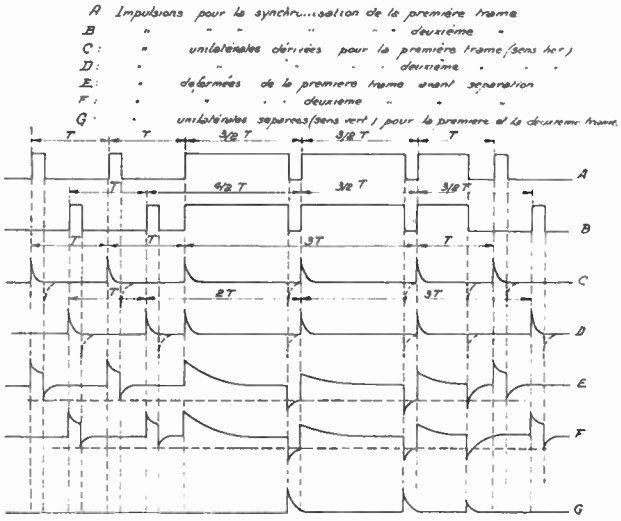

A Impulsions pour la synchronisation de la première trame
B " " " " deuxième "
C: " unilatérales dérivées pour la première trame (sens hor.)
D: " " " deuxième " "
E: " déformées de la première trame avant séparation
F: " " deuxième " "
G " unilatérales séparées (sens vert.) pour la première et la deuxième trame
T
3/2 T
2T
3T
A
B
C
D
E
F
G

FIG. 16

lité essentielle du signal de synchronisation, c'est-à-dire la répétition identique d'une trame à l'autre (fig. 16).

La figure 16 indique la composition des signaux de synchronisation. Les impulsions servant à la synchronisation des images ont une polarité contraire à celle destinée à la synchronisation de lignes. Leur fréquence de répétition étant submultiple de la double fréquence de lignes ; le rapport de celle-ci à la fréquence des impulsions d'image est un nombre entier, diviseur du nombre total de lignes composant une trame complète. De cette façon, la répétition des impulsions de synchronisation pour l'image est périodique d'une trame à l'autre.

La même figure indique schématiquement la séparation des impulsions à l'aide d'une différenciation résultant dans un changement de niveau qui est utilisé ultérieurement pour la séparation des impulsions ainsi déformées à l'aide des éléments à conductivité unilatérale.

L'examen de cette figure permet de constater que les générateurs de balayage en sens horizontal sont tenus en synchronisme par des impulsions plus espacées, même pendant le temps de l'émission du signal d'image.

Il résulte de ce fait un fonctionnement non perturbé des deux générateurs de balayage dans le récepteur assurant un synchronisme très satisfaisant et une entrelacée correcte.

La construction du récepteur a permis de constater que le prix de revient d'un récepteur 1.000 lignes pour les ondes métriques ne dépassera plus que de 25 % le prix d'un récepteur à 450 lignes.

XIII. — **Télécinéma.**

L'appareillage a été complété par un équipement de télécinéma construit suivant les lignes qui viennent d'être exposées.

Il se compose d'un bâti de caméra enfermant l'iconoscope d'analyse, l'appareillage de déviation, ainsi qu'un tube de contrôle permettant à l'opé-

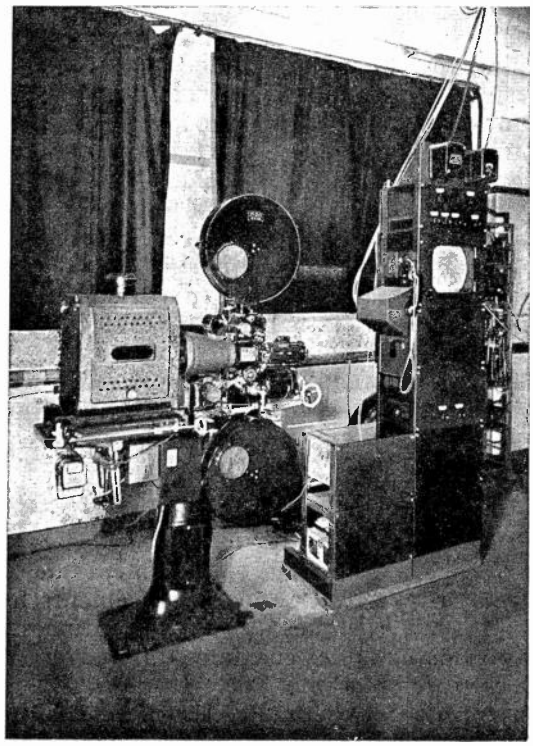


FIG. 17

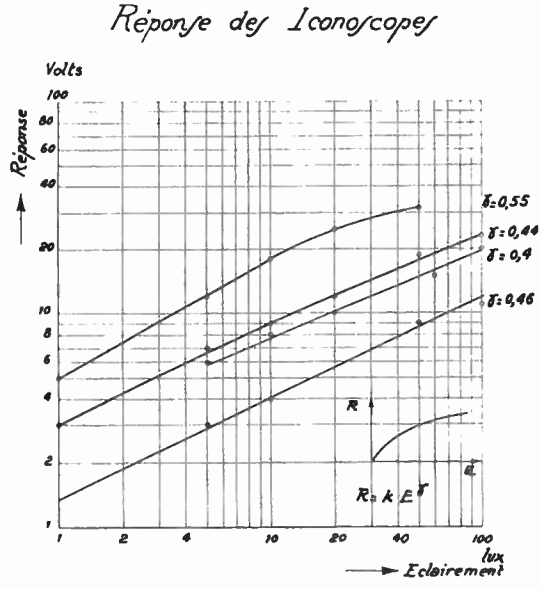


FIG. 18

rateur la surveillance de la qualité et du cadrage de l'image en permanence. La figure 17 représente cet ensemble.

La question de la reproduction des demi-teintes a été l'objet d'une attention particulière durant la construction de cet appareillage. Nous nous sommes efforcés de tenir le gamma total de la reproduction le plus près possible de l'unité.

Des mesures effectuées sur divers types d'ico-

noscopes dont les résultats sont représentés par la figure 18 ont permis de constater que dans un certain domaine, prévu ensuite pour l'utilisation, le gamma d'un tel analyseur est sensiblement voisin de 0,5.

Les mêmes mesures appliquées aux oscillographes cathodiques (fig. 19) ont révélé que le gamma de ces appareils peut être facilement tenu voisin de 2.

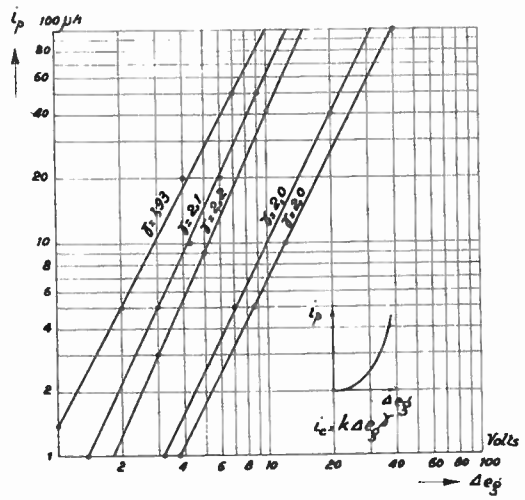


FIG. 19.

L'utilisation des deux éléments en cascade donne un gamma égal à l'unité, à condition que les autres éléments de l'appareillage possèdent un fonctionnement linéaire.

La comparaison des films projetés à l'aide de l'appareillage électrique et des images de films projetés sur un écran blanc, a permis de constater que la seule différence qui restait entre les deux images subsiste uniquement dans l'étendue des contrastes, ces derniers étant limités, dans les oscillographes cathodiques habituels, par des phénomènes de formation du halo et des réflexions intérieures, à des valeurs de 30 : 1, approximativement. L'étendue des contrastes des bons films cinématographiques est sensiblement supérieure à cette valeur.

Quelques photographies (fig. 20 et 21), provenant de l'appareillage de prises de vues, ou de télécinéma, prises en instantané sur l'écran du récepteur, vous permettront de juger le degré de résolution et la fidélité de la reproduction des demi-teintes.

FIG. 20.

FIG. 21.

Les quelques résultats qui vous ont été présentés sont le fruit d'un travail d'équipe. C'est pour moi un devoir agréable de remercier tous les collaborateurs qui ont participé par leur assiduité, à l'effort commun, principalement M. P. Thomas, ingénieur à la Compagnie des Compteurs, qui a eu à sa charge la réalisation entière de l'appareillage.

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES OSCILLATEURS A MODULATION DE VITESSE A RÉFLEXION

PAR

M. KUHNER ET A.-M. GRATZMULLER

SOMMAIRE

Les auteurs étudient dans l'article ci-dessous des tubes oscillateurs à modulation de vitesse à réflexion des électrons, qui n'utilisent qu'une seule cavité oscillante.

La théorie classique des tubes à modulation de vitesse appliquée à l'oscillateur à réflexion est brièvement indiquée ; les conditions de rendement maximum, le réglage de longueur d'onde, la modulation de fréquence et les conditions d'accrochage, différents modes d'action possibles de l'électrode de réflexion, sont successivement examinés.

Ce type de tube permet un réglage de longueur d'onde à puissance d'entrée constante, par l'accord d'une seule cavité oscillante et une modulation de fréquence, sans dépense notable d'énergie, au moyen d'une électrode qui ne débite aucun courant.

Enfin, ils indiquent un exemple de réalisation effectuée aux laboratoires L.M.T. en 1943 et 44.

I. — Introduction.

Le développement de la technique des ondes courtes a mis en évidence l'influence du temps de transit des électrons dans les tubes à vide ; ce phénomène, gênant dans les structures habituelles, est au contraire utilisé dans les générateurs dits à temps de transit dont l'un des types aujourd'hui les plus répandus est l'oscillateur à modulation de vitesse.

Le tube à modulation de vitesse a été étudié dans son principe par plusieurs auteurs (1) ; l'oscillateur classique comporte une cathode, un ensemble de deux cavités couplées, C_1 et C_2, fonctionnant comme deux circuits anti-résonnants et portées à un potentiel positif élevé par rapport à la cathode. Les électrons subissent une modulation de vitesse dans le champ de haute fréquence de C_1, puis ils se groupent en paquets dans l'espace dépourvu de champ qui sépare les deux cavités ; enfin, pour des réglages convenables, ils cèdent à C_2 une énergie supérieure à celle qui a dû être dépensée par C_1 pour réaliser la modulation.

Le schéma de l'oscillateur est représenté fig. 1.

Mais il y a possibilité de simplifier cette structure en n'utilisant qu'une seule cavité oscillante ; la méthode des images électriques nous en fournit le moyen. Si l'on place en R sur le trajet du faisceau électronique une électrode à potentiel négatif par rapport à la cathode, les électrons feront demi-tour et traverseront de nouveau la cavité C qui remplira donc également le rôle de C_2.

Il en résulte une simplicité de construction de l'oscillateur à réflexion par rapport à l'oscillateur

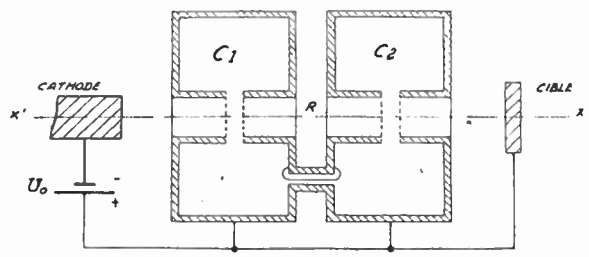


FIG. 1

à deux volumes, dit à glissement, ainsi que d'autres avantages de fonctionnement que nous détaillerons ultérieurement au cours de cet exposé.

Le schéma de l'oscillateur à réflexion est représenté fig. 2.

La théorie de l'oscillateur à modulation de vitesse à deux volumes résonnants est particulièrement simple moyennant quelques hypothèses classiques ; nous la supposons connue (1) et nous indiquons brièvement les modifications qu'il faut lui apporter dans le cas de l'oscillateur à réflexion.

II. — Equations du faisceau.

Les électrons sont émis par la cathode C portée à un potentiel négatif $-U_0$ par rapport à la cavité dont nous prendrons le potentiel comme zéro ;

(1) R. H. et S. F. VARIAN : A high frequency oscillator and amplifier. *Journal of Applied Physics,* 1939, p. 321.
HAHN et METKALF : Velocity Modulated tubes. *P. I. R. E.,* février 1939. Tome XXVII, p. 106-116.
WEBSTER : Cathode ray Bunching. *Journal of Applied Physics.* Juillet 1939, p. 501.
Theory of klystron Oscillations. *Journal of Applied Physics.* Décembre 1939, p. 864.
CLAVIER et LE BOITEUX : Les tubes à modulation de vitesse. *R. G. E.* Août 1941, p. 109.
WARNECKE et BERNIER : Contribution à la théorie des tubes à commande par modulation de vitesse et autres tubes à temps de transit, *R. G. E.* Janvier 1942, 51, p. 43-58, février 1942, p. 117-51.
BERNIER, GUENARD et Mlle LORTIE : Etude théorique du klystron auto-oscillateur. *Bulletin de la S. F. E.,* n° 34, février 1944.
BLACK et MORTON : Current Power in Velocity Modulation Tubes. *P. I. R. E.* Août 1944, p. 477-482.

ils traversent la partie AB de celle-ci que nous admettrons infiniment étroite et limitée par deux grilles parfaites. Dans l'espace BR, les électrons sont réfléchis par un champ de freinage dû à la présence de l'électrode de réflexion R portée au potentiel négatif $-U'_0$; ils traversent une seconde fois l'espace BA et sont généralement déviés loin de la région axiale et captés par la cavité C_1.

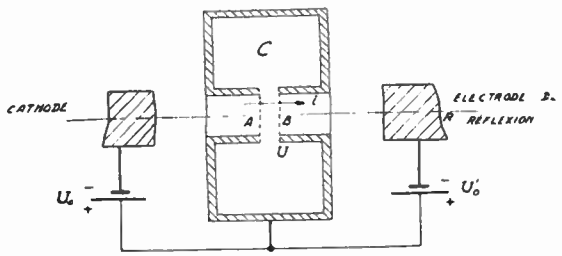


FIG. 2

a) *Modulation.*

Etablissons entre les grilles A et B un champ de haute fréquence. Désignons par u le travail de celui-ci de B à A ; si u est alternatif, d'amplitude complexe U et de pulsation ω, les électrons du faisceau incident qui arrivent en A avec la vitesse $v_0 = \sqrt{\frac{2e}{m}U_0}$ ont en B la vitesse :

$$v_1 = v_0\left(1 + \frac{\delta}{2}\sin\omega t_1\right)$$

t_1 étant l'instant de leur passage en B,

et $\delta = \frac{|U|}{U_0}$ la profondeur de mdulation.

b) *Groupement.*

Dans l'espace de freinage BR, la modulation de vitesse a pour effet de provoquer un groupement des électrons, les plus rapides tendant à rattraper les plus lents.

Si l'on néglige l'effet de la charge d'espace dans le champ de freinage, les électrons sont soumis dans BR à un champ indépendant du temps ; le théorème des forces vives est applicable et montre qu'à leur retour en B les électrons ont la vitesse :

$$v = -v_0\left(1 + \frac{\delta}{2}\sin\omega t_1\right)$$

Ce mécanisme fait apparaître dans le courant électronique une composante de pulsation ω. Plus précisément, si l est la distance de l'électrode de réflexion au milieu de l'espace de modulation, i_0 le courant débité par la cathode et si nous posons $s = 4l\frac{U_0}{U'_0}$, cette composante aura pour amplitude, comme dans l'oscillateur à glissement :

$$i = 2\,i_0\,J_1\left(\frac{\omega s}{v_0}\frac{|U|}{U_0}\right) \qquad (1)$$

J_1 étant la fonction de Bessel d'ordre 1.

Mais ici, cette composante présente sur u un retard de phase :

$$\varphi = \frac{\omega s}{V_0} + \frac{\pi}{2} + 2k\pi \qquad (2)$$

Ces deux équations définissant l'action du faisceau électronique.

III. — **Equations du circuit.**

Nous assimilerons la cavité oscillante à un circuit à constantes localisées, composée d'une self L qui schématise la self toroïdale de la cavité, d'une résistance R qui représente la charge totale du circuit, en parallèle avec une capacité C.

L'excitation de la cavité par le courant électronique i peut être identifiée à celle de ce circuit par le même courant, comme l'indique la figure 3, si la durée de transit des électrons dans l'espace BA est faible vis-à-vis de la période d'oscillations.

Soit I l'amplitude du courant alternatif qui circule dans la self ; nous avons alors :

$$\begin{cases} I - i = -jC\omega U \\ U = j\omega LI + RI \\ Z = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) \end{cases}$$

D'où l'on tire dans l'hypothèse $|i| \ll |I|$:

$$\begin{cases} I = \frac{-ji}{C\omega Z} & (3) \\ U = \frac{i}{Z\omega^2 C^2} & (4) \end{cases}$$

IV. — **Conditions de rendement maximum.**

La puissance fournie par le courant i au circuit de la figure 3 est

$$P = \frac{U i \cos\varphi}{2}$$

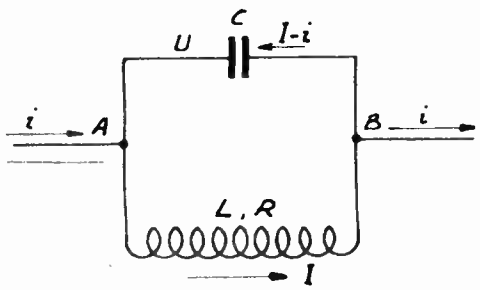


FIG. 3

Le rendement est donc :

$$\rho = \frac{1}{2}\frac{U i \cos\varphi}{U_0 i_0} = \frac{U}{U_0}J_1\left[\frac{\omega s}{2V_0}\left|\frac{U}{U_0}\right|\right]\cos\left(\frac{\omega s}{V_0} + \frac{\pi}{2}\right)$$

Il ne dépend que de deux facteurs :

$$X = \frac{|U|}{U_0} \text{ et } Y = \frac{\omega s}{2V_0}$$

Les conditions de rendement maximum sont :

$$\frac{\partial\rho}{\partial X} = 0 \qquad \frac{\partial\rho}{\partial Y} = 0$$

soit :

$$\frac{\partial \rho}{\partial X} = \left(J_1(XY) + XY\frac{\partial J_1(XY)}{\partial (XY)}\right)\cos\left(2Y + \frac{\pi}{2}\right) = 0$$

$$\frac{\partial e}{\partial Y} = -X\left(X\frac{\partial J_1(XY)}{\partial (XY)}\cos\left(2Y+\frac{\pi}{2}\right) - 2J_1(XY)\sin\left(2Y+\frac{\pi}{2}\right)\right) = 0$$

On tire de ces équations :

$$\frac{2J_1(XY)}{X}\operatorname{tg} 2Y + \frac{\partial J_1(XY)}{\partial (XY)} = \frac{-J_1(XY)}{XY} = \frac{2J_1(XY)}{X}\operatorname{tg}\left(2Y+\frac{\pi}{2}\right)$$

Ceci donne, d'une part :

$$\frac{-1}{2Y} = \operatorname{tg}\left(2Y+\frac{\pi}{2}\right) - \operatorname{cotg} 2Y$$

soit :

$$2Y = \operatorname{tg} 2Y$$

et d'autre part :

$$\frac{\partial J_1(XY)}{\partial (XY)} = -\frac{J_1(XY)}{XY}$$

Or :

$$J'_1(XY) = -\frac{1}{XY}J_1(XY) + J_0(XY)$$

L'équation précédente se réduit à : $J_0(XY) = 0$

Les solutions de l'équation $2Y = \operatorname{tg} 2Y$ sont :

$Y = 0$ et sensiblement : $2Y = \left(k + \frac{1}{2}\right)\pi$

1° $y = 0$ conduit à un minimum nul de la fonction ρ.

2° $2y = \left(k + \frac{1}{2}\right)\pi$

a) $k = 2n$ conduit à un minimum de ρ, d'ailleurs négatif,

b) $k = 2n - 1$ conduit à un maximum de ρ.

L'équation $J_0(XY) = 0$ a pour solutions :

$XY = 2{,}40$	Les valeurs correspondantes de $J_1(XY)$ sont : 0,52
5,52	0,34
8,65	0,28
.....	

Nous ne retiendrons que le plus élevé de ces maxima : 0,52 obtenu pour XY : 2,40.

En rapprochant de

$$\frac{\omega s}{V_0} = 2Y = \left(2n - \frac{1}{2}\right)\pi \qquad (5)$$

on en déduit donc :

$$\frac{|U|}{U_0} = X = \frac{2{,}40}{\left(2n - \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{2}} \qquad (6)$$

D'où :

$$\rho = 0{,}52\frac{U}{U_0} = 0{,}52\frac{2{,}40}{\left(n - \frac{1}{4}\pi\right)} = \frac{1{,}25}{\left(n - \frac{1}{4}\right)\pi}$$

Les valeurs de $\frac{U}{U_0}$ et de ρ correspondant à quelques valeurs de n sont indiquées dans le tableau suivant (1) :

n	1	2	3	4	5	6
$\frac{\lvert U\rvert}{U_0}$	(1,02)	0,438	0,278	0,205	0,161	0,133
ρ	0,53	0,228	0,145	0,106	0,084	0,069

Nous avons indiqué entre parenthèses le résultat de la première colonne qui correspond à une valeur élevée de $\frac{|U|}{U_0}$ et qui ne vérifie pas une des hypothèses classiques : ce rapport doit rester inférieur à l'unité si l'on ne veut pas de réflexion d'une partie des électrons dès leur premier passage dans l'espace AB.

Des équations (2) et (4) on déduit l'équation :

$$\varphi = \frac{\omega s}{V_0} + \frac{\pi}{2} + 2k\pi = -\arg Z \qquad (7)$$

qui devient, si la condition (5) est vérifiée :

$$-\arg Z = 2k'\pi$$

soit :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

Le circuit doit être accordé sur la pulsation ω

La condition (6) détermine l'impédance parallèle Z_p du circuit :

$$Z_p = \frac{U}{i}$$

En effet :

$$\frac{|U|}{U_0} = \frac{|Z p i|}{Z_0 i_0} = \frac{|Zp|}{Z_0}\frac{i}{i_0}$$

donc :

$$\frac{Zp}{Z_0} = \frac{U}{U_0}\frac{i_0}{i}$$

Or :

$$\frac{U}{U_0} = \frac{2{,}40}{\left(n - \frac{1}{4}\right)\pi} \quad \text{et} \quad \frac{i}{i_0} = 2J_1(2{,}40) = 1{,}04$$

D'où :

$$\frac{|Zp|}{Z_0} = \frac{2{,}40}{\left(n - \frac{1}{4}\right)\pi}\frac{1}{1{,}04} = \frac{2{,}3}{\left(n - \frac{1}{4}\right)\pi} \qquad (8)$$

Les conditions de rendement maximum peuvent donc s'exprimer par les trois points suivants :

1° Une condition de phase qui ne concerne que le faisceau :

$$\frac{\omega s}{V_0} = \left(2n - \frac{1}{2}\right)\pi \qquad (5)$$

(1) Un calcul plus poussé conduirait à des résultats numériques un peu différents.

2° Une condition de fréquence qui ne concerne que la cavité : accord du circuit sur pulsation ω ;

3° Une condition d'adaptation du faisceau à la cavité :

$$\frac{|Zp|}{Z_0} = \frac{2{,}3}{\left(n - \frac{1}{4}\right)\pi} \qquad (8)$$

La condition (5) pourra être satisfaite par exemple par réglage de la tension U'_0. On pourra profiter de cette latitude en plaçant le réflecteur R à une distance l telle que U_0 soit assez élevé pour qu'aucun électron, même accéléré par le champ de haute fréquence ne risque d'atteindre cette électrode.

Pratiquement, il est parfois commode d'introduire la tension $-U_r = -(U'_0 - U_0)$ du réflecteur par rapport à la cathode. La relation (5) s'écrit alors, compte tenu de $s = 4l\dfrac{U_0}{U'_0}$:

$$\frac{\omega 4l U_0}{U'_0\sqrt{\frac{2e}{m}U_0}} = \frac{4l\omega}{\sqrt{\frac{2e}{m}}}\frac{\sqrt{U_0}}{U'_0} = \left(2n + \frac{1}{2}\right)\pi$$

La courbe de variation de Ur en fonction de U'_0 à longueur d'onde constante a l'allure indiquée figure 4.

On peut donc fonctionner sur une longueur d'onde donnée, avec une tension U_0, donc une puissance d'entrée arbitraire.

Inversement, si l'on associe à une structure donnée des circuits de fréquences de résonance différentes, on peut conserver une puissance d'entrée constante en ne modifiant que U_r. C'est un des avantages de l'oscillateur à réflexion.

V. — Modulation de fréquence, conditions d'accrochage.

Il est également possible d'obtenir une certaine variation de fréquence de l'oscillateur avec un circuit fixe ; en effet, l'équation (7) mise sous la forme :

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\omega s}{V_0} + \frac{\pi}{2} + 2k\pi\right) = -\frac{\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}{R}$$

détermine la fréquence des oscillations en fonction des tensions.

En particulier, nous pouvons étudier les variations de la fréquence en fonction de U'_0, U_0 demeurant constant, ou en fonction de U_0, U'_0 demeurant constant. Le premier cas est le plus intéressant pratiquement si l'on a choisi les paramètres de façon que le réflecteur ne capte pas d'électrons. Il constitue alors une électrode de modulation tout indiquée.

Supposons, en particulier, que nous ayons réalisé les conditions de rendement maximum. Une petite variation de U_0 à partir de la valeur choisie entraîne une variation de ω obtenue par différenciation de (7). Le résultat peut s'écrire :

$$1 + \frac{2Q}{\frac{\omega s}{V_0}}\frac{d\omega}{\omega} = \frac{1}{2}\frac{dU_0}{U_0}$$

Q étant le coefficient de surtension du circuit.

De même si l'on fait varier U'_0 on a :

$$1 + \frac{2Q}{\frac{\omega s}{V_0}}\frac{d\omega}{\omega} = \frac{dU'_0}{U'_0}$$

Dans le cas général, nous étudierons les variations de fréquence en fonction de U'_0 en résolvant graphiquement l'équation (7).

On se donne ω et on calcule la valeur correspondante de U'_0.

Au cours de cette modulation, l'amplitude varie également, on le voit en éliminant $|U|$ entre les équations (1) et (4). On obtient alors :

$$\frac{i}{i_0} = 2J_1\left(\frac{\omega s}{2V_0}\frac{i}{|Z|\,\omega^2 C^2 U_0}\right)$$

qui peut être résolue graphiquement.

Posons :

$$\alpha = \frac{\omega s}{2V_0}\frac{i}{|Z|\,\omega^2 C^2 U_0}$$

et :

$$\alpha\frac{i}{i_0} = x$$

Il vient :

$$2J_1(x) = \frac{x}{\alpha}$$

On trace la courbe $J_1(x)$ et on cherche le point d'intersection avec la courbe $y = \dfrac{x}{\alpha}$ pour chaque valeur de U'_0 déterminant α.

Ce point n'existe que si α est supérieur à 1.

La condition d'oscillation est donc :

$$\alpha \geqslant 1$$

ou :

$$\frac{\omega s}{2V_0}\frac{i_0}{|Z|\,\omega^2 C^2 U_0} \geqslant 1$$

Cette condition peut être écrite sous une forme plus condensée, par introduction de l'impédance Zp

$$Zp = \frac{U}{i} = \frac{1}{Z\omega^2 C^2}$$

La condition devient donc :

$$\frac{\omega s}{2V_0}\frac{|Zp|}{Z_0} \geqslant 1 \qquad (9)$$

Un exemple de courbe d'amplitude et de courbe de fréquence est donné par la figure 5.

VI. — Influence de la charge d'espace.

a) *Sur l'émission cathodique.* — La structure cathodique utilisée comprend une cathode à oxydes dont l'émission est limitée par la charge d'espace.

La loi de Langmuir pour les structures planes :

$$\frac{i'o}{S} = \frac{\varepsilon_0}{9\pi}\sqrt{\frac{2e}{m}}\frac{U_0^{\frac{3}{2}}}{D^2}$$

(S étant la surface de la cathode) donnerait la densité du courant extrait de cette cathode par une électrode placée à la distance D et portée à la tension U_0.

Si la totalité des électrons était réfléchie, la densité de charge serait doublée, le courant émis aurait la valeur $i_0 = \frac{i'o}{2}$.

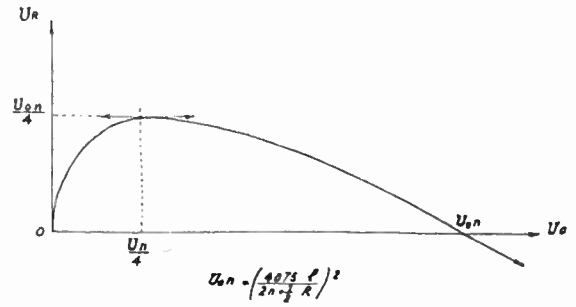


FIG. 4

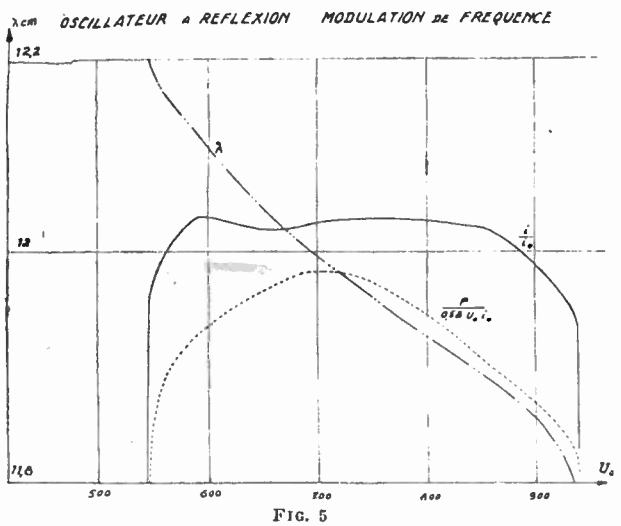


FIG. 5

Dans le cas d'un oscillateur réel, une grande partie des électrons est captée au retour par la cavité. La densité de charge et le courant réel ont des valeurs comprises entre les valeurs ci-dessus indiquées.

Remarque.

La charge d'espace a aussi pour effet de provoquer la divergence du faisceau cathodique ; cet effet a pu être calculé (1) dans un cas simple.

b) *Sur le groupement des électrons dans le champ de freinage.* — Cet effet est double comme dans le cas précédent :

D'une part, il provoque la divergence des électrons, ce qui peut être calculé.

D'autre part, il s'oppose au groupement des électrons par un effet de répulsion longitudinal.

Cette étude a été abordée par plusieurs auteurs (2). Elle fait intervenir les conditions aux limites imposées par la présence des parois conductrices voisines. Un changement de forme de celles-ci modifie profondément la répartition des champs, et par suite, l'effet observé. Il y a donc lieu de n'étendre qu'avec prudence aux tubes réels les résultats obtenus dans quelques cas idéalisés.

VII. — Influence de l'électrode de réflexion.

Dans le fonctionnement que nous venons de décrire, l'électrode de réflexion n'intervient que par le mécanisme du temps de transit, pour contribuer au groupement des électrons.

Mais on peut envisager d'autres modes d'oscillations.

On a observé, par exemple, un fonctionnement dans lequel l'électrode de réflexion est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode ; dans ce cas, cette électrode capte des électrons, et, par suite du phénomène d'émission secondaire, le faisceau réfléchi a une densité plus élevée que le faisceau incident.

Le groupement des électrons sous l'influence de la modulation de vitesse se fait principalement pendant le parcours aller entre l'espace de modulation et l'anode ; celle-ci a un double rôle, elle intervient dans le mécanisme de temps de transit et agit aussi comme amplificateur de courant.

D'autre part, un mécanisme différent peut intervenir, dans le cas d'une tension réflecteur voisine de celle de la cathode ; le rôle du réflecteur est alors fondamental dans le mécanisme de groupement ; il opère une sélection sur les électrons préalablement soumis à l'aller au champ de haute fréquence, en éliminant les plus rapides qu'il capte. Il provoque ainsi la formation de paquets d'électrons, qui, renvoyés dans l'espace de modulation avec une phase convenable, entretiennent les oscillations.

Un régime analogue est observable dans les triodes à grille positive (3).

VIII. — Réalisation pratique.

Les principes précédents ont été utilisés lors de la réalisation de tubes scellés, pouvant servir d'oscillateurs locaux pour récepteur superhétérodyne. Il est avantageux, pour cette application, de prévoir un tube couvrant une large gamme de fréquence.

Le tube oscillateur monocircuit à réflexion précédemment étudié se prête particulièrement bien à la réalisation d'ensembles à fréquence variable,

(1) G. GOUDET et A. M. GRATZMULLER : Divergence, sous l'effet de charge d'espace, d'un faisceau électronique cylindrique au voisinage d'une cathode. *Journal de Physique*, n° 6, juin 1945, pages 153 à 162.

(2) RAMO. *Physical Review*, 1939, LVI, p. 276 à 283 et HAHN. *G. E. Review*, 1939, XLII, p. 258 et p. 497.

(3) BARKHAUSEN : Lehrbuch der Elektronen Röhren und ihrer technischen Arn-Wendungen. Edit. 5 Hirzel Leipzig, 1935, Tome III, p. 102-107.

du fait de la nécessité d'accord d'un seul volume résonnant.

Deux solutions pouvaient être envisagées pour la mise en œuvre d'un tel système :

a) Réaliser un volume résonnant étanche dont une, au moins, des parois soit constituée par une membrane déformable, permettant de faire varier la fréquence propre de celui-ci ;

b) Réaliser un volume dont une certaine portion se trouve à l'air libre et séparée de la partie restant sous vide par un scellement étanche. Cela permet de concevoir des procédés simples de réglage, sans préoccupation d'étanchéité.

Nous avons préféré la deuxième solution, l'expérience ayant montré que la variation de longueur d'onde possible par déformation de membrane dépassait difficilement quelques unités pour cent avec des dispositifs mécaniques simples.

On est ainsi conduit à réaliser :

D'une part, le tube à vide proprement dit, comprenant la structure électronique, la partie du volume résonnant placée sous vide et les scellements qui permettent aux parois de celui-ci de passer à l'extérieur.

D'autre part, la partie du volume résonnant placée à l'air libre, comprenant la sortie haute fréquence et les dispositifs d'accord.

Il est alors possible d'associer suivant les besoins, à un tube déterminé, divers volumes résonnants, ce qui augmente les possibilités de celui-ci et n'est pas possible si l'on adopte la première solution.

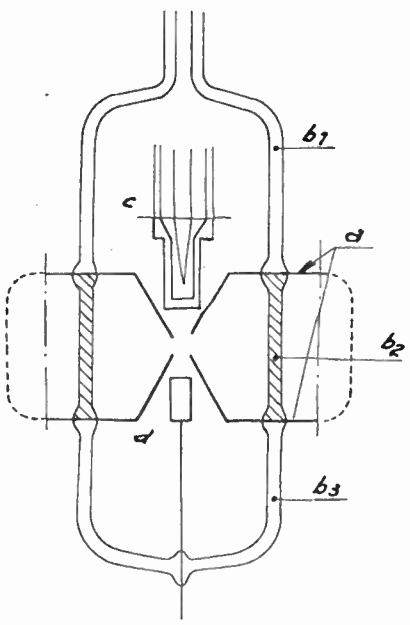


FIG. 6

La figure 6 schématise une réalisation de ce type.

En (*a*) sont visibles deux flasques métalliques constituant les deux fonds du volume résonnant, dont la partie représentée en pointillé schématise l'élément rapporté extérieur.

Ces deux flasques sont scellées d'une manière étanche aux portions de tube (*b*1, *b*2, *b*3), constituant à eux trois l'enceinte sous vide.

En (*c*) et (*d*) sont visibles respectivement une structure cathodique ou canon à électron et un élément réflecteur.

On voit que l'on constitue ainsi un volume dont l'une des parties se trouve dans l'enceinte étanche et l'autre à l'air libre, donnant ainsi toute facilité, soit pour permettre la variation de longueur d'onde, soit pour capter l'énergie engendrée par un dispositif de couplage approprié, tel qu'un coaxial avec boucle pénétrant dans la partie du volume à la pression atmosphérique.

A ce tube ont été tout d'abord associés des volumes résonnants de diverses longueurs d'onde.

Un ensemble d'essais a permis d'obtenir par exemple les résultats suivants :

Puissance dissipée : 20 watts.
Puissance haute fréquence : 200 mw.
Rendement : 1 %.

Trois dispositifs distincts de variation de longueur d'onde ont été ensuite étudiés :

1° La variation de fréquence des oscillations a été obtenue sur le premier dispositif par enfoncement dans la cavité de trois pistons massifs, constitués par de simples vis de forte section.

La variation maximum obtenue par la manœuvre simultanée des trois pistons est de $\pm$ 2,5 % ;

2° Les trois pistons précédemment utilisés, de section relativement réduite, ont été remplacés

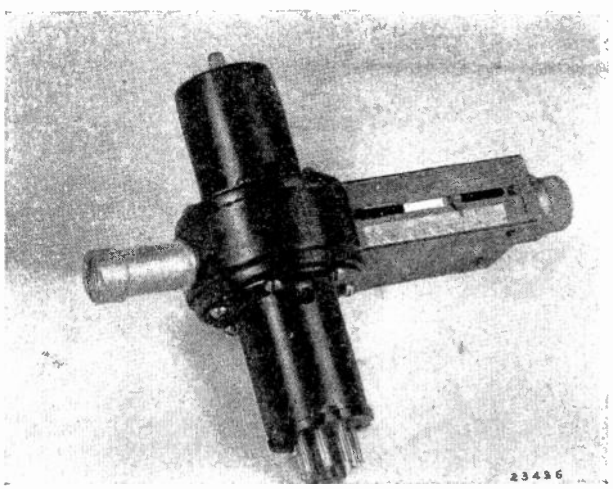


FIG. 7

dans un second système par un piston rectangulaire unique de très grande section, se déplaçant dans un appendice parallélipipédique fixé sur le volume résonnant. Ce dispositif permettant de réduire ou d'augmenter dans de notables proportions le volume actif, a conduit à des variations de $\pm$ 7 % de part et d'autre de la longueur d'onde moyenne.

La figure 7 représentant ce tube montre la disposition d'ensemble ;

3° En vue d'augmenter encore la variation de longueur d'onde, un troisième type de volume a été construit, en munissant la cavité de révolution

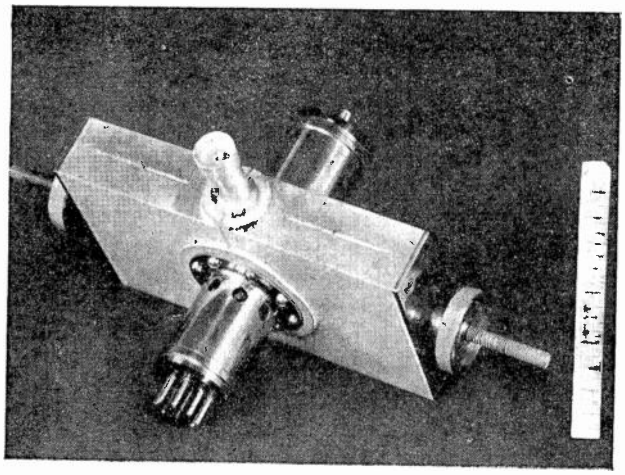


FIG. 8

initiale de deux appendices diamétralement opposés et de deux pistons. Au cours de réalisations successives, des dimensions latérales croissantes ont été données et l'on a finalement obtenu un volume qui se présente sous la forme d'un parallélipipède rectangle excité suivant un axe perpendiculaire à sa grande dimension, et de longueur variable.

Pour certains réglages de pistons, le faisceau électronique n'est plus obligatoirement dans l'axe de symétrie de la cavité.

Un modèle de laboratoire construit suivant les données ci-dessus est représenté sur la figure 8 ci-contre. Ses performances sont, par exemple, les suivantes :

Longueur d'onde minimum : 95 mm.

Longueur d'onde maximum : 156 mm.

Variation de part et d'autre de la longueur d'onde moyenne : $\pm$ 24 %.

Puissance de sortie maximum : 200 mW ($\lambda = 149$ mm).

Rendement maximum : 1 % ($\lambda = 149$ mm).

IX. — **Conclusion.**

Par la commodité de son réglage de longueur d'onde dans une large gamme, l'oscillateur à réflexion peut trouver son emploi comme oscillateur local dans un récepteur superhétérodyne ; par son aptitude à être modulé en fréquence, il constitue également un excellent tube d'émission.

Nous tenons à remercier M. Goudet, chef du laboratoire dans lequel a été effectué ce travail, des conseils qu'il nous a prodigués.

M. KUHNER et A.-M. GRATZMULLER.

LA CONFERENCE DES RADIO-FRÉQUENCES POUR LES SERVICES CIVILS DES PAYS LIBÉRÉS D'EUROPE

(LONDRES-Septembre 1945)

PAR

L. BRAMEL DE CLEJOULX,

ingénieur en chef des P. T. T. au service de la T. S. F.

Dans l'utilisation des radio-fréquences, comme dans bien d'autres domaines, la guerre a créé un grand désordre. Par suite de l'occupation par les armées allemandes de nombreux pays européens, les Services radioélectriques de ces pays avaient pratiquement cessé d'exister, mais, par contre, l'utilisation des ondes radioélectriques pour les besoins militaires a atteint un développement énorme.

Lorsqu'après leur délivrance les pays libérés ont voulu rouvrir leurs services radioélectriques au fur et à mesure de la reconstruction des installations détruites par l'ennemi, ils ont rencontré de grandes difficultés pour trouver des ondes disponibles.

La Conférence qui s'est tenue à Londres du 17 au 21 septembre, sous la présidence du colonel Sir A. Stanley Angwin, assistant director general et engineer in chief du General Post-Office, avait pour but de mettre sur pied un *modus vivendi* permettant de donner satisfaction aux légitimes désirs des pays libérés, tout en respectant les besoins encore très importants des services militaires.

Avant d'étudier les résolutions prises à cette Conférence, il semble utile de rappeler la réglementation internationale pour l'attribution des fréquences et le régime provisoire qui s'était institué depuis la libération de l'Europe jusqu'à la réunion de la Conférence.

Réglementation internationale.

Les textes traitant de l'attribution des fréquences aux services radioélectriques des différents pays sont la Convention internationale des Télécommunications (Madrid 1932) et le Règlement général des Radiocommunications (Révision du Caire 1938 (R. G. C.).

La règle générale (R. G. C. - Art. 7 - § 1), est que toute Administration peut attribuer une fréquence quelconque à toute station radioélectrique sous son autorité, sous réserve qu'il n'en résulte pas de brouillages avec un service quelconque d'un autre pays. Mais pour qu'en fait ces brouillages ne se produisent pas, il est nécessaire que les Administrations s'astreignent à quelques règles plus strictes relatives au choix de la gamme de fréquences dans laquelle elles fixeront les fréquences utilisées pour chacune de leurs stations et à la façon dont elles feront connaître qu'elles utilisent effectivement telles ou telles fréquences.

A cette fin le R. G. C. (art. 7 - § 7), indique une répartition du spectre des radio-fréquences comprises entre 10 et 200.000 kc/s (longueurs d'onde comprises entre 30.000 mètres et 1 m. 50) entre les différents types de services radioélectriques (service fixe, service mobile, radiodiffusion, etc...).

En outre, chaque pays, lorsqu'il veut utiliser une fréquence déterminée, doit la notifier au Bureau de l'Union Internationale des Télécommunications (B. U. I. T.), en indiquant le type d'onde et la puissance utilisée ainsi que la nature du trafic à effectuer.

Il faut noter d'ailleurs que le B. U. I. T. est simplement chargé d'enregistrer et de publier les notifications et n'a aucun pouvoir d'attribution des fréquences.

Lorsqu'un brouillage se produit, les deux pays en cause doivent s'entendre à l'amiable, étant entendu que celui qui jouit de l'antériorité de notification a, par rapport à l'autre, un droit à l'utilisation de cette fréquence. Si l'accord amiable est impossible, les deux pays peuvent avoir recours à un arbitrage.

Il existe cependant un cas où ces règles peuvent ne pas être appliquées. En effet, l'article 39, § 1 de la Convention prévoit que « les gouvernements conservent leur entière liberté relativement aux installations radioélectriques des forces terrestres, maritimes ou aériennes ».

Situation née de la guerre.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, les armées ont énormément utilisé les ondes radioélectriques pour réaliser leurs télécommunications, et naturellement elles ont été obligées de prendre toutes les ondes qui leur étaient utiles. Elles ont notamment utilisé les ondes notifiées par les pays envahis d'Europe. Lorsque après leur libération, et sans attendre la fin des hostilités, ceux-ci ont voulu rétablir quelques-uns de leurs services radioélectriques, il a été impossible aux

services militaires de leur rendre leurs anciennes fréquences. Ces pays se sont adressés au commandant des troupes opérant sur leur territoire pour lui demander de leur attribuer les fréquences dont ils avaient besoin. Celui-ci, après consultations des autres commandants en chef, leur en a attribué qui, dans beaucoup de cas, n'étaient pas des fréquences notifiées par ces pays.

La France et les pays du nord-ouest de l'Europe ont dû ainsi s'adresser au S. H. A. E. F. Lorsque cet organisme fut dissous en juillet 1945, et que les trois armées française, anglaise et américaine ont repris leur autonomie l'une par rapport à l'autre, il a paru opportun de créer à Francfort un bureau tripartite (Provisional Tripartite Signal Board - P. T. S. B.), chargé de régler les questions de télécommunications intéressant les armées d'occupation en Allemagne et dans leurs zones d'étapes. Un Comité d'allocation de fréquences (F. A. C.), dépendant de ce bureau, fut chargé des questions d'attribution des fréquences. Mais tandis que les délégués américains et anglais n'avaient à étudier les répercussions des nouvelles demandes de fréquences que sur les services militaires de leurs armées d'occupation, il fut entendu que les délégués français auraient le droit de parler au nom de l'ensemble des services radioélectriques civils et militaires de France et de la zone d'occupation française en Allemagne.

Résolutions de la Conférence de Londres.

Telle était la situation au moment de l'ouverture de la Conférence de Londres.

Celle-ci groupait les représentants de quinze pays : Belgique, Danemark, Etats-Unis d'Amérique, France, Grande-Bretagne, Grèce, Italie, Luxembourg, Norvège, Pays-Bas, Pologne, Union des Républiques socialistes soviétiques, Tchécoslovaquie et Yougoslavie.

Y assistaient également des représentants des bureaux militaires de transmission suivants : Allied Forces Headquarter, Provisional Tripartite Signal Board (Allemagne), United States Joint Communications Board, Allied Commission (Italie), Provisional Combined Signal Board (Autriche), British Signal Communications Board.

Cette Conférence ne réunissant qu'un nombre limité de pays n'était pas qualifiée pour modifier les règlements internationaux, mais pouvait seulement édicter quelques règles provisoires permettant de remettre en route les services civils radioélectriques en mettant un peu d'ordre dans les allocations de fréquences.

Les principales résolutions de la Conférence sont énumérées ci-dessous :

1° Les fréquences allouées aux différents services doivent l'être conformément au Règlement général du Caire.

En ce qui concerne plus particulièrement la radiodiffusion, les fréquences doivent être attribuées suivant le plan de Lucerne et non celui de Montreux, qui n'était pas encore en usage au début de la guerre. Cependant, il doit être tenu compte de la situation de fait existant en 1939 ;

2° Les besoins militaires étant encore prépondérants, de nouvelles fréquences ne doivent pas être mises en service sans l'accord des différents bureaux militaires. Cet accord sera demandé soit par l'intermédiaire du G. P. O., soit par celui de la mission militaire alliée dans le pays considéré. Presque tous les pays, dont la France, ont opté pour la première solution. La France a, en outre, déclaré qu'elle n'acceptait cette solution que si elle pouvait continuer à défendre ses droits au P. T. S. B. de Francfort ou de toute autre manière équivalente ;

3° L'accord donné par tous les bureaux militaires pour l'utilisation par un pays d'une fréquence déterminée ne constitue pas un droit pour ce pays à l'utilisation de cette fréquence, mais simplement la constatation du fait que l'utilisation de cette fréquence ne gênera pas les services militaires. Si des interférences se produisent entre les services civils des différents pays, elles devront être traitées par les méthodes prévues par la Convention de Madrid et le Règlement du Caire ;

4° La Conférence a pris note d'une notification adressée au B. U. I. T. par la Grande-Bretagne et les Etats-Unis, par laquelle ces deux pays signalent que depuis la guerre ils n'ont pu, pour des raisons de secret, faire les notifications de fréquences prévues aux règlements et qu'en conséquence ils seront amenés à ne pas admettre les antériorités au profit d'autres pays pour les notifications faites par ces derniers depuis le 1er septembre 1939 ;

5° La Conférence a recommandé la création d'un bureau provisoire formé des représentants des quatre grandes puissances (Etats-Unis, France, Grande-Bretagne, U. R. S. S.), qui serait chargé de recevoir et de transmettre aux différents bureaux militaires les demandes de fréquence et à élaborer les statuts de ce bureau.

Le but que s'était proposé la Conférence de Londres était limité. Il semble que les principes énoncés par elle permettront de l'atteindre. Mais seule la ferme volonté de tous pour appliquer ces principes, permettra de sortir du chaos où se débattent actuellement les Services radioélectriques civils.

Cette Conférence était la première réunion radioélectrique tenue depuis la guerre. Les discussions y ont parfois été âpres, comme d'ailleurs dans toutes les conférences radioélectriques, mais cependant la plus parfaite cordialité n'a cessé d'y régner. L'accueillante hospitalité du General Post-Office et la courtoise autorité avec laquelle Sir Stanley Angwin a dirigé les débats y ont certainement été pour beaucoup.

Imprimerie André Tournon et Cie, Paris. — O. P. L. n° 31.0979. — *Le gérant* : Etienne CHIRON
Dépôt légal : 1er trim. 1946. — I. 125. — Edit. n° 20.